

COFF-1) > 5-675-296

A standard linear barcode is positioned horizontally across the page, consisting of vertical black lines of varying widths on a white background.

**19 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND**



**DEUTSCHES  
PATENTAMT**

⑫ **Patentschrift**  
⑩ **DE 196 00 689 C2**

⑤1 Int. Cl. 6:  
**H 04 R 3/00**

21. Aktenzeichen: 196 00 689.9-31  
22. Anmeldetag: 10. 1. 98  
23. Offenlegungstag: 25. 7. 98  
45. Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: 12. 2. 98

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

### ③0) Unionspriorität:

7-18855 11.01.95 JP  
7-79570 09.03.95 JP  
7-138289 05.06.95 JP

⑦ Patentinhaber:

Tomikawa, Yoshiro, Yonezawa, Yamagata, JP

74 Vertreter:

**Klunker und Kollegen, 80797 München**

② Erfinder:

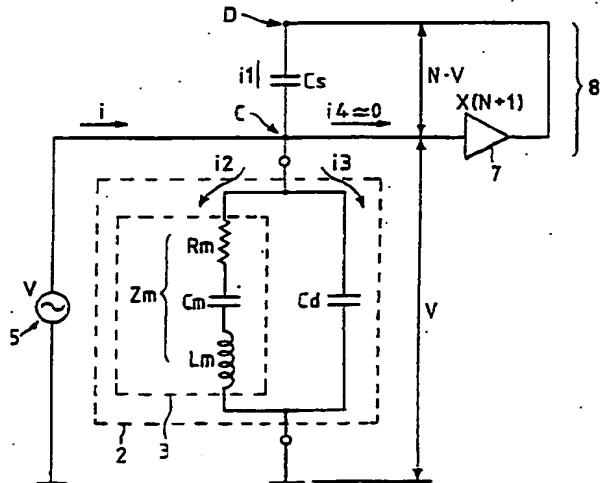
gleich Patentinhaber

**55) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit  
in Betracht gezogene Druckschriften:**

DE 3425175 A1  
WO 9423547

#### 54 Schaltung zum Verringern einer kapazitiven Komponente in einer elektrostatischen Wandlereinrichtung

57) Schaltung (8, 8', 8'') zum Verringern einer kapazitiven Komponente (Cd) in einer elektrostatischen Wandlereinrichtung (1, 2, 60), bei der ein Verstärker (7, 27, 37, 57) die Spannung an einer Seite der elektrostatischen Wandlereinrichtung (1, 2, 60) verstärkt, und ein Pfad von einem Verstärkerausgang zu der einen Seite der elektrostatischen Wandlereinrichtung über eine elektrostatische Kapazität (Cs) führt, so daß die kapazitive Komponente der elektrostatischen Wandlereinrichtung minimiert wird, dadurch gekennzeichnet, daß die elektrostatische Wandlereinrichtung einen piezoelektrischen Swinger (1, 2) enthält, wobei die elektrostatische Kapazität (Cs) unter Verwendung des gleichen Materials realisiert ist, aus dem der piezoelektrische Swinger gebildet ist.



DE 1960 689 C 2

## Beschreibung

Die Erfindung betrifft eine Schaltung zum Verringern einer kapazitiven Komponente in einer elektrostatischen Wandlereinrichtung nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1 eine Treiberschaltung für eine elektrostatische Wandlerschaltung nach dem Oberbegriff des Anspruchs 3, und eine Detektivvorrichtung für eine elektrostatische Wandlerschaltung nach dem Oberbegriff des Anspruchs 10.

Elektrostatische Wandlereinrichtungen werden auf verschiedenen technischen Gebieten eingesetzt. Beispielsweise wird ein elektrostatischer Oszillator oder Schwinger als ein Typ einer elektrostatischen Wandlereinrichtung in einer Vorrichtung eingesetzt, die elektrische Leistung zieht, wie es zum Beispiel in einem piezoelektrischen Transformator der Fall ist. Ein weiteres Beispiel ist der Einsatz in einer Vorrichtung, die dynamisch Leistung abzieht, wie dies zum Beispiel in einem piezoelektrischen Motor oder einem piezoelektrischen Aktuator der Fall ist. Ein weiteres Beispiel ist eine Vorrichtung, die allgemein ein Signal abnimmt, zum Beispiel ein piezoelektrischer Kreisel, ein Beschleunigungsfühler, ein Ultraschallföhler, ein Infrarötfühler und dergleichen. Ein zusätzliches Beispiel ist eine Vorrichtung, die ein Signal beispielsweise in einem Schwinger abnimmt, der als Frequenzquelle dient, ferner eine Vorrichtung, die ein Signal beispielsweise in einem Filter oder dergleichen abnimmt. Außerdem läßt sich ein elektrostatischer Wandler für einen Schwingungskreisel, einen Beschleunigungssensor, einen Ultraschallsensor, einen Infratotsensor oder dergleichen verwenden.

Fig. 26A bis 28 zeigen ein konventionelles Beispiel in Form eines piezoelektrischen Schwingers als elektrostatische Wandlereinrichtung. Fig. 26A zeigt einen piezoelektrischen Schwinger oder Oszillator 1, während Fig. 26B das Ersatzschaltbild eines piezoelektrischen Schwingers 2 darstellt, wenn dieser im Bereich der Resonanzstelle schwingt.

In den Figuren bezeichnet eine Serienschaltung 3 aus  $R_m$ ,  $C_m$  und  $L_m$  die Resonanz-Ersatzschaltung für den piezoelektrischen Schwinger 2. Parallel zu dem Serienschwingkreis liegt eine Kapazität  $C_d$ , die eine Dämpfungs-Kapazitätskomponente des piezoelektrischen Schwingers innerhalb der Parallelschaltung 4 darstellt. Fig. 27 zeigt den Frequenzgang der Admittanz oder des Scheinleitwerts des piezoelektrischen Oszillators 2. In Fig. 27 bedeutet  $f_a$  den Resonanzpunkt (Resonanzfrequenz, Serienresonanzpunkt), während  $f_b$  einen Antiresonanzpunkt (Antiresonanzfrequenz, Parallelresonanzpunkt) bezeichnet.

Wenn der piezoelektrische Schwinger in Betrieb gesetzt wird, stellt der durch die Dämpfungskapazität  $C_d$  fließende Strom einen Blindstrom dar, der zu der Schwingung des piezoelektrischen Schwingers keine Leistung beiträgt und somit die Leistungsverluste der Vorrichtung heraufsetzt. Da der Dämpfungskapazität  $C_d$  der Strom zugeführt wird, muß die Versorgungsenergiequelle die Leistung für den Dämpfungskondensator  $C_d$  zusätzlich zu der Leistung bereitstellen, die tatsächlich benötigt wird, um den piezoelektrischen Schwinger zum Schwingen zu bringen.

Fig. 28 ist ein Beispiel für herkömmliche Schaltungen, mit deren Hilfe in äquivalenter Weise der durch den Dämpfungskondensator  $C_d$  fließende Strom gelöscht wird, falls der piezoelektrische Schwinger bei der Resonanzfrequenz  $f_a$  schwingt.

Dieses in Fig. 28 dargestellte herkömmliche Beispiel enthält eine Spule 6 mit einer Induktivität  $L_d$  in Parallelschaltung zu dem piezoelektrischen Schwinger 2. Eine Impedanz  $Z_m$  der Serienresonanzseite 3 wird durch folgende Gleichung 1 ausgedrückt:

## Gleichung 1

$$Z_m = R_m + j\omega L_m + 1/j\omega C_m.$$

Eine Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5 in Fig. 28 ist eine Spannungsquelle, die eine Konstantspannung liefert. Ein Strom  $I$ , der zu dem piezoelektrischen Schwinger 2 und der Spule 6 fließt, wird durch die Gleichung 2 angegeben, wenn die an den piezoelektrischen Schwinger 2 und die Spule 6 angelegte Spannung mit  $V$  bezeichnet wird.

## Gleichung 2

$$I = 1/Z_m + j\omega C_d + 1/j\omega L_d \cdot V = \{1/Z_m + j(\omega C_d - 1/\omega L_d)\} \cdot V.$$

Aus der Gleichung 2 ergibt sich die Bedingung, für die der Strom  $I$  minimal wird, nämlich die Bedingung gemäß Gleichung 3, wobei der Strom  $I$  dann durch die Gleichung 4 angegeben wird.

## Gleichung 3

$$\omega C_d = 1/\omega L_d$$

## Gleichung 4

$$I = (1/Z_m) \cdot V.$$

Wenn die Gleichung 3 nach der Induktivität  $L_d$  aufgelöst wird, die parallel zu dem piezoelektrischen Schwinger liegt, so daß sich die Dämpfungskapazität  $C_d$  des piezoelektrischen Schwingers in äquivalenter Weise aufhebt, führt dies zu folgender Gleichung 5:

## Gleichung 5

$$Ld = 1/\omega^2 Cd = 1/2\pi f^2 Cd$$

Das äquivalente Löschen des durch die Dämpfungskapazität  $Cd$  fließenden Stroms macht es möglich, die Leistung der Wechselstrom-Versorgungsspannungsquelle um den gelöschten Anteil zu verringern. 5

Damit der piezoelektrische Swinger im Resonanzzustand arbeitet, muß die Treiberfrequenz der Wechselstrom-Versorgungsspannungsquelle in der Nähe des Resonanzpunkts  $f_a$  oder des Antiresonanzpunkts  $f_b$  liegen. Allerdings ändert sich in einem Keramikschwinger oder dergleichen eines PZT-Systems ein Elastizitätsfaktor und dergleichen des piezoelektrischen Schwingers, so daß die Resonanzfrequenz des Schwingers bei Temperaturänderungen in der Umgebung und auch durch den Oszillator selbst erzeugter Wärmebildung schwankt. Außerdem wurde festgestellt, daß die Treiberspannung zu einem Schwanken der Resonanzfrequenz führt. Um also den piezoelektrischen Swinger konstant in der Nähe des Resonanzpunkts  $f_a$  zu betreiben, muß die Resonanzfrequenz des piezoelektrischen Schwingers erfaßt werden, so daß der Swinger im gewünschten Frequenzbereich betrieben wird. Man kann daher daran denken, eine Treibervorrichtung mit Resonanzpunktverfolgung einzurichten, die in der Lage ist, stets in der Nähe der Resonanzfrequenz zu arbeiten. In einer solchen Vorrichtung ist ein Sensor oder Fühler vorhanden, der den Schwingungszustand des piezoelektrischen Oszillators erfaßt, beispielsweise den Schwingungszustand eines in jüngerer Zeit entwickelten piezoelektrischen Motors, so daß die Schwankungen des Resonanzpunkts des Schwingers verfolgt werden können anhand der Phasendifferenz zwischen dem Treiberstrom oder der Treiberspannung einerseits und einer von dem Sensor nachgewiesenen Spannung andererseits. 10 15 20

Wenn andererseits der piezoelektrische Swinger als Sensor in beispielsweise einem Oszillatortyp-Gyroskop eingesetzt wird, ergibt sich möglicherweise folgendes Problem: Die Schwingung des piezoelektrischen Schwingers läßt sich möglicherweise nicht empfindlich genug nachweisen, weil sich der von dem Swinger abgeleitete Strom oder die davon abgeleitete Spannung durch die Wirkung der Dämpfungskapazität  $Cd$  verringert. Um diesem Problem zu begegnen, ist es übliche Praxis, zu dem piezoelektrischen Swinger parallel eine Induktivität  $Ld$  zu schalten, um die Dämpfungskapazität  $Cd$  in äquivalenter Weise zu löschen oder zu verringern und so die Empfindlichkeit der Detektoreinrichtung zu verbessern. Diese Maßnahme ist also ähnlich wie im Fall des Betriebs eines piezoelektrischen Schwingers. 25

Außerdem wird eine Induktivität  $Ld$  einem Eingangsanschluß einer Filteranordnung parallel geschaltet, um eine Vergleichsbandbreite des Filters zu vergrößern; denn die Bandbreite des Filters wird aufgrund des dem piezoelektrischen Swinger eigenen elektromechanischen Kopplungsfaktors beschränkt. 30

Die zum äquivalenten Beseitigen der Dämpfungskapazität  $Cd$  eingesetzte Induktivität  $Ld$  ist proportional zu (Treiberfrequenz  $f$ )<sup>2</sup> • (Dämpfungskapazität  $Cd$ ), wie die Gleichung 5 zeigt. Besonders deshalb, weil  $Ld$  umgekehrt proportional zum Quadrat der Treiberfrequenz  $f$  ist, nimmt bei einer Änderung der Resonanzfrequenz aufgrund beispielsweise einer Temperaturschwankung das Ausmaß der Auslöschung oder Verringerung der Dämpfungskapazität  $Cd$  in beschleunigtem Maß ab, wenn die Differenz zwischen der Treiberfrequenz und der Resonanzfrequenz größer wird. Ferner hat die Induktivität  $Ld$  grundsätzlich eine beträchtlich höhere Baugröße als andere übliche Schaltungselemente, beispielsweise ein Widerstand  $R$  oder ein Kondensator  $C$ . Damit ist es schwierig, die Schaltung insgesamt kompakt auszubilden. Um das äquivalente Löschen der Dämpfungskapazität noch zu verbessern, müßte die Induktivität außerdem veränderlich sein, um sie nach Maßgabe des jeweiligen piezoelektrischen Schwingers einzustellen zu können. Allerdings eignet sich die Spule nicht für einen einstellbaren oder veränderlichen Betrieb, im Gegensatz zu einem Widerstand  $R$  oder einer elektrostatischen Kapazität  $C$ . 35 40 45

Die Treibervorrichtung mit Resonanzpunktverfolgung wird teilweise dadurch ausgebildet, daß man einen Sensor oder Fühler verwendet, der den Schwingungszustand des piezoelektrischen Schwingers in ähnlicher Weise detektiert oder nachweist wie bei einem konventionellen piezoelektrischen Motor. Allerdings gibt es im Gegensatz zu anderen Motoren hier keinen Sensor, der zum optimalen Erfassen des Schwingungszustands verfügbar wäre. Wenn also die Treiberfrequenz durch Erfassen der Treiberspannung, der Motortemperatur und dergleichen geändert wird, ist es schwierig, den Resonanzpunkt genau zu verfolgen. 50

Wenn der piezoelektrische Swinger als Sensor in einem Oszillatortyp-Gyroskop eingesetzt wird, läßt sich die Dämpfungskapazität  $Cd$  des piezoelektrischen Schwingers, der als Detektoreinrichtung eingesetzt wird, in äquivalenter Weise verringern oder eliminieren, indem man die Induktivität  $Ld$  verwendet. Da allerdings dieser äquivalente Verringerungseffekt eine Funktion der Frequenz ist, wird der Effekt sehr stark durch die Treiberfrequenz beeinflußt. Wie bereits erwähnt, ist es grundsätzlich schwierig, eine Induktivität einzustellen, wobei die Induktivität außerdem ein Bauelement beträchtlicher Größe darstellt, verglichen mit den übrigen üblichen Bauelementen. 55

Wird der piezoelektrische Swinger als Filter eingesetzt, so wird die Induktivität  $Ld$  an den Eingangs-Ausgangs-Anschluß gelegt, um eine größere Bandbreite zu erzielen. Allerdings gibt es hier Beschränkungen dadurch, daß die Induktivität in nur sehr begrenztem Maß als kompaktes Bauteil ausgebildet werden kann und die Induktivität nur für eine spezielle Frequenz ausgelegt werden kann. 60

Der elektrostatische Wandler stellt als Wandtereinrichtung vom elektrostatischen Typ das gleiche dar wie ein piezoelektrischer Swinger; denn er enthält flache, ebene Elektroden, die einander gegenüberliegend angeordnet sind, wobei sich zwischen ihnen eine schmale Lücke befindet. Wenn an den Raum zwischen den Elektroden eine Spannung angelegt wird, findet ein Betrieb in der Weise statt, daß sich der Abstand zwischen den Elektroden ändert. Wenn umgekehrt eine äußere Kraft in einer Weise angelegt wird, daß sich der Abstand zwischen den Elektroden ändert, ändert sich die Spannung zwischen den Elektroden ebenfalls. Eine Ersatzschaltung für den Betrieb und den Betriebsnachweis des elektrostatischen Wandlers ist die gleiche wie die für einen piezoelektrischen Swinger. Deshalb existieren auch bei einem elektrostatischen Wandler die gleichen Probleme wie bei 65

einem piezoelektrischen Schwingen insofern, als die kapazitive Komponente Treiberleistung verbraucht und diese kapazitive Komponente die Nachweisempfindlichkeit bei Verwendung als Detektoreinrichtung verringert.

Eine Schaltung, bzw. eine Treiber- oder Detektivvorrichtung der eingangs genannten Art ist aus der WO 94/23 547 bekannt. Bei der bekannten Schaltung geht es um die Verringerung des Klirrfaktors eines kapazitiven Wandlers, insbesondere eines Kondensatormikrophons. Bei einem Kondensatormikrofon ändert sich die Kapazität des Mikrophons in Abhängigkeit des Schalldrucks. Zum Verringern des Klirrfaktors ist parallel zu dem Kondensator des Mikrophons eine negative Kapazität (elektrostatische Kapazität) geschaltet.

Aus der DE-A-34 25 175 ist ein piezoelektrischer akustischer Wandler mit einer an dessen Membran angeschlossener Verstärkerschaltung mit einem Kondensator bekannt. Der Kondensator ist als eigenständiges Bauelement ausgebildet, welches auf einer Leiterplatte aufgelötet ist.

Im Hinblick auf die oben aufgezeigten Nachteile des Standes der Technik ist es Aufgabe der Erfindung, eine Einrichtung zum Verringern einer kapazitiven Komponente in einer elektrostatischen Wandlereinrichtung anzugeben, die in der Lage ist, solche Leistung zu verringern oder gar vollständig einzusparen, die von einer kapazitiven Komponente der Wandlereinrichtung aufgenommen wird, ohne daß hierzu eine Induktivität benötigt würde.

Gelöst wird diese Aufgabe durch die in den unabhängigen Ansprüchen angegebene Erfindung.

Die Erfindung schafft eine Schaltung, in der die elektrostatische Wandlereinrichtung einen piezoelektrischen Schwingen enthält, wobei die elektrostatische Kapazität mit dem gleichen Material gebildet ist, aus dem auch der elektrische Schwingen gebildet wird. Diese erfindungsgemäße Besonderheit ist auch bei einer Treiberschaltung für eine elektrostatische Wandlereinrichtung und bei einer Detektivvorrichtung für eine solche Wandlereinrichtung realisiert.

In einer speziellen Ausgestaltung wird die Resonanzfrequenz verfolgt und die Wandlereinrichtung entsprechend betrieben. Hierdurch werden Änderungen der Resonanzfrequenz berücksichtigt, die zum Beispiel durch Änderungen der Treiberschaltung, Temperaturänderungen und dergleichen hervorgerufen werden.

Eine Schaltung zum Verringern einer kapazitiven Komponente gemäß der Erfindung ist dadurch gekennzeichnet, daß ein Verstärker die Spannung an einer Seite der elektrostatischen Wandlereinrichtung verstärkt und ein Pfad von einem Verstärkerausgang zu der einen Seite der elektrostatischen Wandlereinrichtung über eine elektrostatische Kapazität führt, derart, daß die kapazitive Komponente der elektrostatischen Wandlereinrichtung minimiert wird.

Die elektrostatische Wandlereinrichtung wird repräsentiert durch beispielsweise einen piezoelektrischen Schwingen oder Oszillator, bei dem es sich um einen Elektrostriktionswandler handelt, oder wird repräsentiert durch einen elektrostatischen Wandler des Typs mit planaren Elektroden, die einander über einen schmalen Spalt oder Raum gegenüberliegen. Die kapazitive Komponente ist eine Dämpfungskapazität im Fall des piezoelektrischen Oszillators, sie ist eine kapazitive Komponente zwischen den einander gegenüberliegenden Elektroden im Fall des elektrostatischen Wandlers.

Im obigen Fall ist es bevorzugt, wenn der Verstärkungsgrad des Verstärkers annähernd  $(N+1)$  mal so groß ist wie die kapazitive Komponente der elektrostatischen Wandlereinrichtung, wenn die elektrostatische Kapazität annähernd  $1/N$  der kapazitiven Komponente der Wandlereinrichtung beträgt.

Wenn in diesem Fall eine Spannung an der einen Seite der elektrostatischen Wandlereinrichtung mit  $V$  bezeichnet wird, so beträgt eine Spannung am Ausgangsanschluß des Verstärkers, d.h. die an die dazu in Serie liegende elektrostatische Kapazität angelegte Spannung,  $V(N+1)$ .

Wenn die elektrostatische Wandlereinrichtung ein piezoelektrischer Schwingen ist, kann die elektrostatische Kapazität durch das gleiche Material gebildet werden, aus dem der piezoelektrische Schwingen gebildet ist.

Erfindungsgemäß wird eine Treibervorrichtung geschaffen, welcher aufweist: einen Pfad, über den eine Treiberleistung der elektrostatischen Wandlereinrichtung zugeführt wird; und eine Schaltung zum Verringern der kapazitiven Komponente, wobei der Verstärker in der Schaltung zum Verringern der kapazitiven Komponente an einer Stelle vorgesehen ist, wo die über den Pfad an die elektrostatische Wandlereinrichtung gelegte Treiberleistung verstärkt wird.

Bei einer Schaltungstopologie wie in diesem Beispiel, das in Fig. 1 dargestellt ist, gibt es eine Schleife, in der die Antriebsleistung zuerst an einen Anschluß C der elektrostatischen Wandlereinrichtung gelegt wird, und dann kehrt von dem Punkt C ein Pfad über einen Verstärker 7 und eine Kapazität Cs zu dem Punkt C zurück. Oder es wird gemäß Fig. 21 ein Pfad gebildet, über den die Treiberleistung einem Punkt C' der elektrostatischen Wandlereinrichtung zugeführt wird, wobei der Pfad parallel zu einem Pfad liegt, auf dem die Treiberleistung über den Verstärker 7 und die elektrostatische Kapazität Cs dem Punkt C' zugeleitet wird. Die Schaltung nach Fig. 1 ist im wesentlichen die gleiche wie die Schaltung nach Fig. 21. Wenn allerdings die Schleifenschaltung gemäß Fig. 1 aufgebaut ist, erscheint möglicherweise eine Schwingung dann, wenn die Betriebsfrequenz hoch wird und der Verstärkungsfaktor des Verstärkers 7 ebenfalls hoch wird. Gemäß Fig. 22 ist es deshalb bevorzugt, den Schaltungskreis, über den die Treiberleistung der elektrostatischen Wandlereinrichtung zugeführt wird, parallel zu einem Weg anzutreiben, der den Verstärker und die elektrostatische Kapazität aufweist und zwischen der Versorgungsspannungsseite für die Treiberleistung und der elektrostatischen Wandlereinrichtung liegt, wobei eine Spannungs-Halteeinrichtung in dem Weg vorgesehen ist, über den die Treiberleistung der elektrostatischen Wandlereinrichtung zugeführt wird.

Außerdem sind vorgesehen: eine Stromphasendetektoreinrichtung zum Erfassen der Phase eines Stroms, der durch die elektrostatische Wandlereinrichtung fließt, ein Phasenvergleicher zum Vergleichen der von der Stromphasendetektoreinrichtung erfaßten Stromphase mit einer Spannungsphase der Treiberleistung, die der Wandlereinrichtung zugeleitet wird; ein Filter, welches eine Hochfrequenzkomponente des Phasenvergleichers ausfiltert; und ein spannungsgesteuerter Oszillator, der die Schwingungsfrequenz variabel auf der Grundlage der

Ausgangsspannung des Filters variiert, so daß die Treiberleistung basierend auf der Schwingungsfrequenz des spannungsgesteuerten Oszillators zugeführt und die elektrostatische Wandlereinrichtung bei der Resonanzfrequenz betrieben wird.

Wenn in dem obigen Fall die elektrostatische Wandlereinrichtung ein piezoelektrischer Schwinger ist, wird die Schwingungsfrequenz des spannungsgesteuerten Oszillators in der Weise veränderlich gesteuert, daß die Phasendifferenz, die von dem Phasenvergleicher zwischen der Stromphase und der Spannungsphase ermittelt wird, Null beträgt.

Weiterhin ist eine erfundungsgemäße Detektivvorrichtung dadurch gekennzeichnet, daß ein elektrisches Ausgangssignal von der elektrostatischen Wandlereinrichtung erhalten wird, die durch eine externe Kraft zum Schwingen gebracht wird, wobei in der Wandlereinrichtung eine Schaltung zum Verringern der kapazitiven Komponente vorhanden ist.

Weiterhin besitzt die erfundungsgemäße Treibervorrichtung eine Frequenzauswahlschaltung mit einer Kapazitätskomponente und einer Widerstandskomponente in der elektrostatischen Wandlereinrichtung, und einen Verstärker, wobei diese Frequenzauswahlschaltung in einer Mitkopplungsschaltung vorgesehen ist; die Treibervorrichtung ist dadurch gekennzeichnet, daß die Eigenschwingung bei einer Frequenz erfolgt, die sich durch die Frequenzauswahlschaltung bestimmt.

Im obigen Fall besteht die Frequenzauswahlschaltung aus einem ersten Widerstand und einem ersten Kondensator, die in der Mitkopplungsschaltung des Verstärkers in Reihe liegen, und einem zweiten Widerstand sowie einem zweiten Kondensator, die parallel geschaltet sind und an einen nicht-invertierenden Eingang des Verstärkers angeschlossen sind; die Schaltung kann so beschaffen sein, daß entweder der erste Widerstand und der erste Kondensator oder der zweite Widerstand und der zweite Kondensator einer kapazitiven Komponente und einer Widerstandskomponente der elektrostatischen Wandlereinrichtung entsprechen.

Wie in Fig. 9 gezeigt ist, ist der Aufbau so beschaffen, daß die erste Kapazität und der erste Widerstand in Serie im Mitkopplungskreis des Verstärkers liegen und entweder der piezoelektrische Schwinger oder die elektrostatische Wandlereinrichtung in Form eines elektrostatischen Wandlers an dem nicht-invertierenden Eingang des Verstärkers liegen, und die Selbsterregung bei einer Frequenz erfolgt, die sich bestimmt durch den ersten Kondensator und den ersten Widerstand sowie die kapazitive und die Widerstands-Komponente der Wandlereinrichtung, die einen Betriebszustand in der Nähe eines Resonanzpunkts einnimmt. Wie in Fig. 11 gezeigt ist, kann der Aufbau auch so beschaffen sein, daß die elektrostatische Wandlereinrichtung in die Mitkopplungsschleife des Verstärkers eingefügt ist, daß der zweite Kondensator und der zweite Widerstand parallel zueinander liegen und an den nicht-invertierenden Eingang des Verstärkers angeschlossen sind, und daß die Selbsterregung bei einer Frequenz erfolgt, die sich durch die kapazitive Komponente und die Widerstandskomponente der elektrostatischen Wandlereinrichtung bestimmt, die einen Betriebszustand in der Nähe des Antiresonanzpunktes einnimmt, außerdem durch den zweiten Kondensator und den zweiten Widerstand.

Außerdem ist es bevorzugt, wenn der Aufbau so beschaffen ist, daß die kapazitive Komponente und die Widerstandskomponente an die elektrostatische Wandlereinrichtung so angeschlossen sind, wie dies in Fig. 9 und 11 bei C' und R' dargestellt ist.

In dem oben erläuterten Fall ist es bevorzugt, wenn in der Rückkopplungsschleife des Verstärkers eine Amplitudenstabilisierschaltung mit einem Widerstand vorgesehen ist, welche den Verstärkungsfaktor des Verstärkers bestimmt.

In der erfundungsgemäßen Schaltung zum Verringern einer kapazitiven Komponente wird die eine Seite der elektrostatischen Wandlerseite, zum Beispiel einem piezoelektrischen Schwinger, zugeführte Spannung oder die auf dieser Seite erzeugte Spannung durch den Verstärker derart verstärkt, daß die verstärkte Spannung an die elektrostatische Kapazität gelegt wird, die in Reihe zu der elektrostatischen Wandlereinrichtung liegt. Das Vorhandensein des durch die elektrostatische Kapazität fließenden Stroms löscht also eine kapazitive Komponente der elektrostatischen Wandlereinrichtung, zum Beispiel eine Dämpfungskapazität des piezoelektrischen Schwingers, aus, so daß die Wirkung der kapazitiven Komponente der Wandlereinrichtung minimiert werden kann.

Wenn im oben erläuterten Fall der Verstärkungsgrad des Verstärkers auf einen Faktor von annähernd  $(N+1)$  eingestellt wird, während die elektrostatische Kapazität etwa  $1/N$  der kapazitiven Komponente der Wandlereinrichtung beträgt, das heißt, wenn die an die elektrostatische Wandlereinrichtung und die elektrostatische Kapazität angelegte Spannung auf  $V(N+1)$  eingestellt wird, während die der einen Seite der Wandlereinrichtung zugeführte oder die auf dieser Seite erzeugte Spannung  $V$  beträgt, so läßt sich die kapazitive Komponente der Wandlereinrichtung praktisch vollständig auslöschen. Selbst wenn die elektrostatische Kapazität nicht exakt mit dem Wert abgeglichen ist, kann man sich eines beträchtlichen Reduzierungseffekts der kapazitiven Komponente erfreuen.

Wenn die elektrostatische Wandlereinrichtung ein piezoelektrischer Schwinger ist, kann die elektrostatische Kapazität aus dem gleichen Material hergestellt sein wie der Schwinger selbst. In diesem Fall befinden sich der Schwinger und die elektrostatische Kapazität in der gleichen Umgebung, zum Beispiel haben sie gleiche Temperatur, so daß sich die kapazitive Komponente noch wirksamer verringern läßt.

In der erfundungsgemäßen Treibervorrichtung wird einer Seite (einer der Elektroden) der elektrostatischen Wandlereinrichtung, zum Beispiel eines piezoelektrischen Schwingers, eine Wechsel-Treiberleistung zugeführt. Die Treiberleistung wird von dem Verstärker in einem Pfad verstärkt, der sich von dem Pfad, über den die Treiberleistung zugeführt wird, unterscheidet, und diese verstärkte Spannung wird an die an die eine Seite angeschlossene elektrostatische Kapazität gelegt. Mit Hilfe dieser Schaltung zum Verringern einer kapazitiven Komponente wird die kapazitive Komponente der elektrostatischen Wandlereinrichtung minimiert oder ganz gelöscht, so daß diese kapazitive Komponente keine Leistung aufnimmt. Dadurch wird ein Energiespareffekt beim Betrieb erreicht.

Wenn der Weg, über den die Treiberleistung für die elektrostatische Wandlereinrichtung zugeführt wird, und der Weg, der den Verstärker und die elektrostatische Kapazität enthält, parallel zueinander liegen und sich zwischen der Versorgungsseite für die Treiberleistung und der elektrostatischen Wandlereinrichtung befinden, ermöglicht das Vorhandensein der Spannungs-Halteeinrichtung, zum Beispiel eines Spannungsfolgers, in dem 5 Weg für die Zufuhr der Treiberleistung zu der Wandlereinrichtung, die Realisierung eines stabilisierten Betriebs ohne Veranlassung der Schwingung.

Die elektrostatische Wandlereinrichtung läßt sich konstant bei einer Resonanzfrequenz oder Antiresonanzfrequenz dann betreiben, wenn die Frequenz der Treiberleistung veränderlich in der Weise besteuert wird, daß die Phase der der Wandlereinrichtung zugeführten Treiberspannung einerseits und die Phase des in die elektrostatische Wandlereinrichtung fließenden Stroms andererseits verglichen werden und dafür gesorgt wird, daß die Phasendifferenz zwischen Spannung und Strom den Wert Null annimmt, wenn es sich zum Beispiel um einen piezoelektrischen Swinger handelt. Wenn also die Resonanzfrequenz oder die Antiresonanzfrequenz der elektrostatischen Wandlereinrichtung Schwankungen unterliegt, verfolgt die Treiberleistung diese Frequenzschwankung anhaltend.

Weiterhin ist in der erfindungsgemäßen Treibervorrichtung für die elektrostatische Wandlereinrichtung ein Verstärker (ein Operationsverstärker) vorgesehen, und des gibt eine Frequenzauswahlschaltung in einer Mitkopplungsschleife (Mitkopplungsweg) des Verstärkers, wobei die Frequenzauswahlschaltung eine kapazitive Komponente und eine Widerstandskomponente der elektrostatischen Wandlereinrichtung enthält, genauer gesagt, die kapazitive und die Widerstands-Komponente der Wandlereinrichtung, die sich im Resonanz-(Serienresonanz-) oder Antiresonanz-(Parallelresonanz-)Zustand befindet, so daß der selbsterregte Betrieb in der Nähe 10 des Resonanzpunkts oder des Antiresonanzpunkts der elektrostatischen Wandlereinrichtung erfolgt.

Diese Treibervorrichtung verwendet das Prinzip der Wien'schen Brücken-Oszillatorschaltung. Die Frequenzauswahlschaltung dieses Oszillatorschaltkreises kann beispielsweise gebildet werden durch einen ersten Kondensator und einen ersten Widerstand, die in Reihe geschaltet sind und in einer Mitkopplungsschleife des Verstärkers liegen; und einen zweiten Kondensator sowie einen zweiten Widerstand, die zueinander parallel geschaltet sind und an dem nicht-invertierenden Eingang des Verstärkers liegen. Man kann so eine Eigenschwingungsschaltung aufbauen, deren Betriebsfrequenz sich bestimmt durch die kapazitive und die Widerstandskomponente einer elektrostatischen Wandlereinrichtung in der Weise, daß entweder der erste Kondensator und der erste Widerstand oder der zweite Kondensator und der zweite Widerstand ersetzt werden durch die elektrostatische Wandlereinrichtung, die in der Nähe des Resonanzpunkts oder des Antiresonanzpunkts betrieben wird.

Ferner fungieren in der obigen Frequenzauswahlschaltung der erste und der zweite Kondensator als Hochpaßfilter bzw. als Tiefpaßfilter, so daß ein Bandpaßfilter zwischen dem Eingang und dem Ausgang des Verstärkers gebildet wird, wodurch die Frequenz für die Eigenschwingung bestimmt wird. Es kann dazu kommen, daß es zu einer Differenz zwischen der Resonanzfrequenz oder der Antiresonanzfrequenz der elektrostatischen Wandlereinrichtung, zum Beispiel eines piezoelektrischen Schwingers, und der Eigenschwingungsfrequenz kommt, welche sich durch die Frequenzauswahlschaltung bestimmt. Damit sind gemäß Fig. 9 oder Fig. 11 eine zusätzliche Kapazität  $C'$  und ein zusätzlicher Widerstand  $R'$  parallel oder in Reihe zu der elektrostatischen Wandlereinrichtung geschaltet, wobei dann diese zusätzliche Kapazität und dieser zusätzliche Widerstand eine Rolle bei der Einstellung einer Eckfrequenz des Tiefpaßfilters und des Hochpaßfilters spielen, mit dem Ergebnis, daß der Eigenschwingungsbetrieb bei entweder der Resonanzfrequenz oder der Antiresonanzfrequenz der Wandlereinrichtung erfolgen kann.

Außerdem kann das Vorhandensein eines den Verstärkungsfaktor festlegenden Widerstands in der Gegenkopplungsschleife des Verstärkers die Amplitude für die Eigenschwingung stabilisieren.

Im folgenden werden Ausführungsbeispiele der Erfindung anhand der Zeichnungen näher erläutert. Es zeigen: 45 Fig. 1 ein Ersatzschaltbild einer Treibervorrichtung für einen piezoelektrischen Swinger gemäß einer Ausführungsform der Erfindung;

Fig. 2 ein Ersatzschaltbild für einen Zustand, in welchem eine Dämpfungskapazitätskomponente des in Fig. 1 gezeigten Schwingers in äquivalenter Weise gelöscht wird;

Fig. 3A und 3B graphische Darstellungen des Frequenzgangs für eine Stromverstärkung und eine Phase des piezoelektrischen Schwingers nach Fig. 1;

Fig. 4 ein Ersatzschaltbild einer herkömmlichen Treibervorrichtung für einen piezoelektrischen Swinger, die hier zu Versuchszwecken dient;

Fig. 5 eine graphische Darstellung eines Versuchsergebnisses mit der konventionellen Treibervorrichtung für einen piezoelektrischen Swinger;

Fig. 6 ein Ersatzschaltbild einer Treibervorrichtung für einen Swinger gemäß der Erfindung, die für Versuchszwecke aufgebaut wurde;

Fig. 7 eine graphische Darstellung eines Versuchsergebnisses mit der erfindungsgemäßen Treibervorrichtung für einen Quarzschwinger;

Fig. 8 eine Seitenansicht des Aufbaus des Quarzschwingers, wie er für ein Experiment gemäß der Erfindung eingesetzt wurde;

Fig. 9 ein Ersatzschaltbild für eine Treibervorrichtung eines piezoelektrischen Schwingers vom Eigenschwingungstyp gemäß einer Ausführungsform der Erfindung;

Fig. 10A und 10B Ersatzschaltbilder für den in Fig. 9 dargestellten piezoelektrischen Swinger in der Nähe eines Resonanzpunkts;

Fig. 11 ein Ersatzschaltbild für eine Treibervorrichtung eines piezoelektrischen Schwingers vom Selbsterregungstyp gemäß einer weiteren Ausführungsform der Erfindung;

Fig. 12A und 12B Ersatzschaltbilder für den in Fig. 11 dargestellten Quarzschwinger beim Betrieb in der Nähe eines Antiresonanzpunkts;

Fig. 13 ein Ersatzschaltbild für eine Treibervorrichtung eines piezoelektrischen Schwingers mit Resonanzpunktverfolgung gemäß einer Ausführungsform der Erfindung;

Fig. 14A und 14B graphische Darstellungen eines Verstärkungsgrads eines Versorgungsstroms für den piezoelektrischen Swinger gemäß Fig. 13 und dessen Phasengang;

Fig. 15 ein Ersatzschaltbild einer Detektivvorrichtung des piezoelektrischen Schwingers gemäß einer Ausführungsform der Erfindung;

Fig. 16 ein Ersatzschaltbild eines Zustands, in welchem eine Dämpfungskapazitätskomponente des in Fig. 15 dargestellten Quarzschwingers in äquivalenter Weise gelöscht wird;

Fig. 17 ein Ersatzschaltbild der konventionellen Detektivvorrichtung für die piezoelektrischen Schwinger, eingesetzt für experimentelle Zwecke;

Fig. 18 ist eine graphische Darstellung der Versuchsergebnisse, die mit der konventionellen Detektivvorrichtung für den piezoelektrischen Swinger ermittelt wurden;

Fig. 19 ein Ersatzschaltbild einer Detektivvorrichtung für einen piezoelektrischen Swinger gemäß der Erfindung, eingesetzt für Versuchszwecke;

Fig. 20 eine graphische Darstellung des Versuchsergebnisses mit der erfindungsgemäßen Detektivvorrichtung für einen piezoelektrischen Swinger;

Fig. 21 ein Ersatzschaltbild einer Treibervorrichtung für den piezoelektrischen Swinger gemäß einem anderen Aufbau gemäß der Erfindung;

Fig. 22 ein Ersatzschaltbild eines weiteren bevorzugten Ausführungsbeispiels, welches gegenüber der Treibervorrichtung für den Quarzschwinger nach Fig. 21 verbessert ist;

Fig. 23 ein Ersatzschaltbild eines Ausführungsbeispiels, bei dem der Aufbau gemäß Fig. 22 Anwendung findet bei der in Fig. 13 dargestellten Treibervorrichtung mit Resonanzpunktverfolgung;

Fig. 24A und 24B Skizzen der Treibervorrichtung für einen elektrostatischen Wandler bzw. das Ersatzschaltbild dieser Anordnung;

Fig. 25A und 25B Skizzen für die Detektivvorrichtung mit Hilfe eines elektrostatischen Wandlers, bzw. das dazugehörige Ersatzschaltbild;

Fig. 26A und 26B Schaltungsskizzen für den piezoelektrischen Swinger bzw. dessen Ersatzschaltbild für den Resonanzfall;

Fig. 27 eine graphische Darstellung des Frequenzgangs der Admittanz des piezoelektrischen Schwingers; und

Fig. 28 ein Ersatzschaltbild der herkömmlichen Treiberschaltung für einen piezoelektrischen Swinger, bei der die Dämpfungskapazitätskomponente des Schwingers in äquivalenter Weise gelöscht wird.

Ein piezoelektrischer Swinger oder ein elektrostatischer Wandler, bei dem flache, ebene Elektroden einander gegenüberliegend angeordnet sind, stellen Beispiele für eine elektrostatische Wandlereinrichtung dar. Bei den folgenden Ausführungsbeispielen wird die elektrostatische Wandlereinrichtung zunächst beispielhaft anhand des piezoelektrischen Schwingers beschrieben.

Fig. 1 ist ein Ersatzschaltbild einer Treibervorrichtung für den piezoelektrischen Swinger gem. einer Ausführungsform der Erfindung.

Nach Fig. 1 ist eine Elektrode eines piezoelektrischen Schwingers 2 (dieser ist in der Ersatzschaltung dargestellt, welche sich im Zustand des Schwingens in der Nähe des Resonanzpunkts befindet) auf Masse gelegt, während die andere Elektrode (die erfindungsgemäße "eine Seite") an eine Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5 angeschlossen ist. An die andere Elektrode ist ein Verstärker 7 angeschlossen, durch den eine an diese Elektrode angelegte Spannung, das heißt die von der Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5 gelieferte Treiberspannung, um das  $(N+1)$ -fache verstärkt wird. Am Ausgang des Verstärkers 7 liegt ein Kondensator mit einer elektrostatischen Kapazität  $C_s$  in Reihe. Diese elektrostatische Kapazität  $C_s$  ist über die andere Elektrode mit dem piezoelektrischen Swinger 2 verbunden. Eine Schleifenschaltung 8 (eine Schaltung zum Verringern einer kapazitiven Komponente) mit diesem Verstärker und der Kapazität  $C_s$  ist an einem Punkt C angeschlossen. Der Kapazitätswert der elektrostatischen Kapazität  $C_s$  beträgt etwa das  $1/N$ -fache der Dämpfungskapazität  $C_d$  des piezoelektrischen Oszillators 2. Die Schleifenschaltung 8 ist eine Schaltung zum Reduzieren einer kapazitiven Komponente (hier: eine Dämpfungskapazität) gem. der Erfindung.

In Fig. 1 ist ein von der Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5 gelieferter Strom mit  $i$  bezeichnet, ein durch die elektrostatische Kapazität  $C_s$  fließender Strom ist mit  $i_1$  bezeichnet, eine Impedanz für einen Serienresonanzkreis 3 des piezoelektrischen Schwingers 2 ist mit  $Z_m$  bezeichnet, und der hier durchfließende Strom ist mit  $i_2$  bezeichnet, während ein durch die Dämpfungskapazität  $C_d$  fließender Strom mit  $i_3$  und ein durch den Verstärker 7 fließender Strom mit  $i_4$  bezeichnet ist.

Da die Treiberspannung  $V$  von der Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5 an den Punkt C angelegt wird, beträgt das Potential an einem Punkt D aufgrund des Verstärkers 7  $(N+1)V$ . Damit liegt zwischen den Punkten D und C (D-C) das Potential  $N \cdot V$ . Weil die Impedanz bei D-C den Wert  $1/(j\omega C_s)$  hat, lässt sich  $i_1$  durch die folgende Gleichung 6 ausdrücken, wobei  $\omega$  die Winkelgeschwindigkeit ist.

#### Gleichung 6

$$i_1 = j\omega C_s \cdot N \cdot V$$

In ähnlicher Weise lassen sich  $i_2$  und  $i_3$  durch folgende Gleichungen 7 und 8 ausdrücken:

#### Gleichung 7

$$i_2 = V/Z_m$$

## Gleichung 8

$$i_3 = j\omega C_d \cdot V.$$

5 Wenn man  $i_4$  außer Acht läßt, weil  $i_4$  ein sehr geringer Strom ist, so kann man  $i$  durch folgende Gleichung 9 ausdrücken:

## Gleichung 9

$$10 \quad i = i_2 + i_3 - i_1.$$

Setzt man die Gleichungen 6, 7 und 8 in die Gleichung 9 ein, so ergibt sich folgende Gleichung 10:

## Gleichung 10

$$15 \quad i = V/Z_m + j\omega(C_d - N \cdot C_s) \cdot V$$

Wenn die Gleichung 11 gilt:

$$20 \quad \text{Gleichung 11}$$

$$C_s = C_d/N$$

so ist  $i$  so groß wie der rechte Term der Gleichung 7, und damit ist  $i$  gleich  $i_2$ . Der von der Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5 gelieferte Speisestrom ist alleine maßgeblich für eine Strommenge, die in die Impedanz  $Z_m$  des Serienschwingkreises 3 fließt, während in die Dämpfungskapazität  $C_d$ , die keinen Beitrag für den Schwingungsvorgang liefert, kein Strom fließt.

Da die Komponente der Dämpfungskapazität  $C_d$  des piezoelektrischen Schwingers in äquivalenter Weise gelöscht wird, handelt es sich bei der diesem Zustand des piezoelektrischen Schwingers entsprechenden Ersatzschaltung um eine Schaltung, die lediglich aus dem Serienschwingkreis 3 besteht, die in Fig. 2 gezeigt ist. Eine Verstärkungskennlinie für den dann von der Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5 gelieferten Speisestrom  $i$  wird durch die Gleichung 12 ausgedrückt, ein Resonanzpunkt  $f_a$  entspricht der Gleichung 13, und ein Phasengang wird durch die Gleichung 14 angegeben. Fig. 3A zeigt den Frequenzgang für die Verstärkung des dann gegebenen Speisestroms  $i$ , während Fig. 3B den Phasengang für den Speisestrom  $i$  zeigt.

## 35 Gleichung 12

$$40 \quad i = V/Z_m = V/\{R_m + j(\omega L_m - 1/\omega C_m)\}$$

$$= V \cdot \epsilon^0 / [\sqrt{\{R_m^2 + (\omega L_m - 1/\omega C_m)^2\}}]$$

## Gleichung 13

$$45 \quad f_a = 1/\{2\pi\sqrt{(L_m \cdot C_m)}\}$$

## Gleichung 14

$$50 \quad \theta = -\tan^{-1}[(\omega L_m - 1/\omega C_m)/R_m].$$

55 Eine Bedingung dafür, daß der durch die Dämpfungskapazität  $C_d$  fließende Strom ausgelöscht wird, besteht in der Erfüllung der Bedingung gemäß Gleichung 11, das heißt, die elektrostatische Kapazität  $C_s$  entspricht dem  $1/N$ -fachen der Dämpfungskapazität  $C_d$ . Diese Bedingung ist durch die Funktion der elektrostatischen Kapazität  $C_s$  und eines Verstärkungsgrads  $N$  des Verstärkers 7 gegeben und ist nicht eine Funktion, die abhängt von der Treiberfrequenz der Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5. Deshalb ist die Frequenzabhängigkeit nicht in der Bedingung für die Lösung der Dämpfungskapazität  $C_d$  enthalten. Was die Einstellung der elektrostatischen Kapazität  $C_s$  im Zuge der Lösung der Dämpfungskapazität  $C_d$  angeht, so ist dies viel einfacher als die Einstellung einer Induktivität  $L$ , wobei außerdem auch dann eine kompakte Bauweise erreicht wird, wenn man als elektrostatische Kapazität eine variable Kapazität vom Varicap- oder Trimmer-Typ verwendet. Darüber hinaus läßt sich ein ähnlicher vorteilhafter Effekt dann erreichen, wenn der Verstärkungsgrad  $N$  durch einen veränderlichen Widerstand eingestellt wird, während die elektrostatische Kapazität  $C_s$  festgelegt ist, wodurch eine noch weiter gesteigerte kompakte Bauweise möglich ist. Natürlich läßt sich eine vorteilhafte Wirkung dadurch erreichen, daß man den Einfluß der Dämpfungskapazität  $C_d$  reduziert, selbst wenn die zu realisierende elektrostatische Kapazität  $C_s$  und der Verstärkungsgrad des Verstärkers 7 nicht perfekt angepaßt sind an die

Bedingung, die durch die Gleichung (11) vorgegeben wird.

Ein bauliches elektrisches oder elektronisches Teil zur Bildung der elektrostatischen Kapazität  $C_s$  kann aus dem gleichen Material gebildet werden, aus dem auch der piezoelektrische Schwinger 2 gefertigt ist. Teil des Materials des piezoelektrischen Schwingers kann ohne Polarisation ausgebildet werden, und dieser Teil kann dann als die elektrostatische Kapazität  $C_s$  eingesetzt werden. Ein Teil des Materials wird also mit Polarisation ausgestattet, um als Quarzschwinger zu fungieren, während ein anderer Teil ohne Polarisation die Funktion der elektrostatischen Kapazität  $C_s$  übernimmt. Damit entfällt die Notwendigkeit, ein separates Bauelement für die Kapazität  $C_s$  vorzusehen. Hierdurch wird nicht nur ein Kostenvorteil erzielt, sondern man kann auch die Anzahl der benötigten Bauteile reduzieren, was eine weitere Miniaturisierung der Schaltung darstellt. Es reicht, wenn der Verstärker 7 eine Einrichtung zur Spannungsverstärkung ist. Der Verstärker 7 kann durch einen Transistor, einen Operationsverstärker, einen Transformator und dergleichen gebildet werden.

Fig. 5 und 7 zeigen die Versuchsergebnisse mit einer herkömmlichen Schaltung bzw. mit einer Ausführungsform der Erfindung.

Fig. 8 zeigt die übereinanderliegenden Lagen eines zu Versuchszwecken verwendeten piezoelektrischen Schwingers in Form einer Schichtanordnung 10. Die Anordnung gemäß Fig. 8 enthält eine Elektrode 13, piezoelektrisches Material 12 und eine Treiberelektrode 11 auf der einen Seite eines aus Glas gebildeten Substrats 14, während auf dessen anderer Seite sich eine Elektrode 15, piezoelektrisches Material 16 und eine Detektorelektrode 17 in ähnlicher Anordnung befinden. Die dielektrische Polarisationsrichtung des piezoelektrischen Materials 12 und 16 sind in Fig. 8 durch Pfeile angedeutet.

Fig. 5 zeigt das Ergebnis des Versuchs mit einer herkömmlichen Schaltung, in der die Schleife 8 (Schaltung zum Reduzieren der kapazitiven Komponente) gem. der Erfindung nicht realisiert ist. Fig. 4 ist eine Versuchsschaltung unter Verwendung der herkömmlichen Schaltung, und Fig. 5 zeigt das Ausgangssignal eines Ampermeters 9 gem. Fig. 4. Nach Fig. 4 ist eine Elektrode des piezoelektrischen Schwingers 2 auf Masse gelegt, während die andere Elektrode an die Wechselstrom-Treiberleistungsquelle angeschlossen ist. Ein Ampermeter 9 liegt zwischen dem Schwinger 2 und der Treiberleitungsquelle 5. Der Schwinger 2 nach diesem Versuch bestand aus der Anordnung 10 nach Fig. 8, während die Treiberelektrode 4 der Anordnung 10 mit dem Anschluß A der in Fig. 4 gezeigten Versuchsschaltung verbunden und die Elektrode 13 der Anordnung 10 mit dem Anschluß B der Schaltung aus Fig. 4 verbunden war.

Fig. 5 zeigt einen Graphen, wobei die Abszisse die Frequenz der Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5 und die Ordinate den Verstärkungsgrad (dB) eines Speisestroms  $i$  von der Treiberleitungsquelle darstellt, während außerdem eine Phase  $\theta$  (Grad) des Speisestroms  $i$  angegeben ist. Ein Ausgangssignal X entspricht einer Verstärkungskennlinie, und deren Maximum tritt bei dem Resonanzpunkt  $f_a$  auf, während das Minimum bei dem Antiresonanzpunkt  $f_b$  liegt. Ein Ausgangssignal Y bedeutet den Phasengang, wobei der Speisestrom  $i$  der Phase der Treiberspannung bei solchen Frequenzen um  $90^\circ$  voreilt, die sich nicht in der Nähe des Resonanzpunkts  $f_a$  und des Antiresonanzpunkts  $f_b$  befinden und der Einfluß der Dämpfungskapazität  $C_d$  vorhanden ist.

Fig. 7 zeigt das Ergebnis des Experiments unter Verwendung einer Schaltung, in der die Schleife 8 (die Schaltung zum Reduzieren der kapazitiven Komponente) gem. der Erfindung realisiert ist. Fig. 6 zeigt die Versuchsschaltung, während Fig. 7 das Ausgangssignal zeigt, welches von dem in Fig. 6 gezeigten Ampermeter geliefert wird. Gemäß Fig. 6 ist eine Elektrode des piezoelektrischen Schwingers 2 auf Masse gelegt, während die andere Elektrode des Schwingers 2 an die Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5 angeschlossen ist, so daß die Treiberleistung von dem Anschluß A in den Schwinger 2 eingespeist wird. In der Schleifenschaltung 8, die als Schaltung zum Verringern der kapazitiven Komponente dient, wird eine Spannung am Anschluß A von dem Verstärker 7 in einem Pfad zum Zuführen der Treiberleistung um einen Faktor  $N+1$  verstärkt. Die elektrostatische Kapazität  $C_s$  liegt in Reihe zwischen dem Ausgang des Verstärkers 7 und dem Anschluß A. Die Kapazität  $C_s$  ist auf etwa das  $1/N$ -fache der Dämpfungskapazität  $C_d$  eingestellt.

Das Ampermeter 9 liegt zwischen dem piezoelektrischen Schwinger 2 und der Treiberleitungsquelle 5. Die Schichtanordnung 10 dient mit ihren einzelnen niedergeschlagenen Elementen als piezoelektrischer Schwinger in dem Versuch, wobei die Treiberelektrode 11 der Anordnung 10 an den Anschluß A der Versuchsschaltung angeschlossen ist, während die Elektrode 13 der Anordnung 10 mit dem Anschluß B der Versuchsschaltung verbunden ist. In einer Vorrichtung gemäß der in Fig. 6 dargestellten Ausführungsform ist der Verstärker 7 ein Operationsverstärker, wobei ein Gegenkopplungsblock 19 vorgesehen ist, der einen Widerstand  $R_3$  und einen Widerstand  $R_4$  aufweist, durch die eine Spannungsverstärkung eingestellt wird, während ein Mitkopplungsblock 18 die elektrostatische Kapazität  $C_s$  enthält. Jeder Parameter ist gemäß folgenden Gleichungen 15 und 16 eingestellt:

Gleichung 15

$$N + 1 = 1 + (R_3/R_4)$$

Gleichung 16

$$C_s = C_d/N$$

Fig. 7 zeigt einen Graphen, wobei auf der Abszisse die Frequenz und auf der Ordinate die Verstärkung (dB) eines Speisestroms  $i$  von der Wechselstrom-Treiberleitungsquelle 5 aufgetragen und außerdem eine Phase  $\theta$  (Grad) des Speisestroms  $i$  angegeben ist. Eine Ausgangskurve X bedeutet die Verstärkungskennlinie. Die Dämpfungskapazität  $C_d$  wird in äquivalenter Weise gelöscht, und die Verstärkung nimmt bei der Resonanzfrequenz  $f_a$  einen Maximalwert an. Ein Signal Y bedeutet den Phasengang. Gemäß Fig. 7 ist deutlich erkennbar,

daß die Phase beim Resonanzpunkt  $f_a$  praktisch Null wird und jenseits dieses Grenzpunkts die Stromphase um etwa 90 Grad voreilt bzw. der Spannungsphase um etwa 90 Grad nachreilt.

Ein Vergleich der Ausgangskennlinien der Fig. 5 und 10 bestätigt, daß eine Komponente der Dämpfungskapazität  $C_d$  in äquivalenter Weise gelöscht werden kann durch Hinzufügen der Schleifenschaltung 8 (der Schaltung zum Reduzieren der kapazitiven Komponente) gemäß Fig. 6, und daß die Treiberleistung so weit reduziert werden kann, wie sie an sich von der Dämpfungskapazität  $C_d$  seitens der Wechselstrom-Treiberquelle 5 aufgenommen würde.

Fig. 9 und 11 zeigen die Treibervorrichtung für den piezoelektrischen Swinger als Eigenschwingungsschaltung 20 gem. erfundungsgemäßen Ausführungsformen.

Die Vorrichtung nach der Ausführungsform gem. Fig. 9 besteht aus einem Verstärker 29 in Form eines Operationsverstärkers, einem daran angeschlossenen Gegenkopplungsblock 23 mit einem Widerstand  $R_3$  und  $R_4$ , die die Spannungsverstärkung einstellen, und einem Mitkopplungsblock 22' der an den Block 23 über den Verstärker 27 angeschlossen ist und eine elektrostatische Kapazität  $C_s$ , einem Widerstand  $R_1$  und den piezoelektrischen Swinger 1 enthält.

Der in Fig. 9 dargestellte Mitkopplungsblock 22 ist eine Frequenzauswahlschaltung, in der die elektrostatische Kapazität  $C_s$  in Reihe zu dem Widerstand  $R_1$  geschaltet ist, und diese Reihenschaltung ist in einem Mitkopplungsweg (einer Mitkopplungsschleife) 22a des Verstärkers 27 angeordnet, d. h. in einem Weg, der den Ausgang des Verstärkers mit dessen nicht-invertierendem Eingang verbindet. Eine Elektrode des piezoelektrischen Schwingers 1 ist mit dem nicht-invertierenden Eingang des Verstärkers 27 verbunden, während die andere Elektrode des Schwingers 1 auf Masse gelegt ist. Der Gegenkopplungsblock 23 ist eine Amplitudenstabilisierungs- schaltung, welche die Spannungsverstärkung einstellt, wobei ein negativer Rückkopplungsweg 23a (eine Gegenkopplungsschleife) an den invertierenden Eingangsanschluß des Verstärkers 27 über den Widerstand  $R_3$  angeschlossen ist, während der Widerstand  $R_4$  sich zwischen dem invertierenden Eingang des Verstärkers 27 und Masse befindet.

Fig. 10 ist ein Ersatzschaltbild für den Fall, daß der piezoelektrische Swinger in der Nähe der Resonanzfrequenz  $f_a$  betrieben wird. Bei dem Resonanzpunkt  $f_a$  sind  $L_m$  und  $C_m$  als Serienschwingkreis geschaltet und sind äquivalent zu dem in Fig. 10B gezeigten Zustand. Die Resonanzfrequenz  $f_a$  für die in Fig. 10B dargestellte Ersatzschaltung läßt sich durch die Gleichung 17 erhalten:

30

## Gleichung 17

$$f_a = 1/2\pi/(L_m \cdot C_m)$$

35

In der in Fig. 9 gezeigten Schaltung (in dieser Schaltung wird kein zusätzlicher Widerstand  $R'$  und keine zusätzliche Kapazität  $C'$  unterstellt) ist der piezoelektrische Swinger 1 ersetzt durch die Serienschwingkreis- Ersatzschaltung, wodurch sich die Schaltung analysieren läßt. Das Ergebnis dieser Analyse wird im folgenden beschrieben.

40

Wenn eine Spannung an dem nicht-invertierenden Eingangsanschluß des Verstärkers 27 mit  $e_i$  bezeichnet wird, eine Spannung am invertierenden Eingangsanschluß mit  $e_i'$  bezeichnet wird, während die Ausgangsspannung  $e_o$  beträgt, gelten nachfolgende Beziehungen gemäß den Gleichungen 18 und 19:

## Gleichung 18

$$e_i = e_o / [(1 + R_1/R_m + C_d/C_s) + j(\omega C_d R_1 - 1/\omega C_s R_m)]$$

45

## Gleichung 19

$$e_i' = \{R_4/(R_3 + R_4)\} \cdot e_o$$

50

Wenn der Verstärkungsgrad des Verstärkers 27 (des Operationsverstärkers) hinreichend groß ist, gilt die Beziehung gemäß Gleichung 20. Durch Einsetzen von Gleichung 18 und Gleichung 19 in die Gleichung 20 ergibt sich dann die Gleichung 21:

## Gleichung 20

55

$$e_i = e_i'$$

## Gleichung 21

60

$$R_4/(R_3 + R_4) = 1 / [(1 + R_1/R_m + C_d/C_s) + j(\omega C_d R_1 - 1/\omega C_s R_m)]$$

Aus der Gleichung 21 ergibt sich die Schwingungsbedingung für die Treiberschaltung 20 des piezoelektrischen Schwingers 1 in der Weise, daß die Amplitudenbedingung dargestellt wird durch die Gleichung 22, während die Frequenzbedingung durch die Gleichung 23 festgelegt wird:

65

## Gleichung 22

$$(R_3 + R_4)/R_4 = 1 + R_1/R_m + C_d/C_s$$

## Gleichung 23

$$\omega_{CdR1} = 1/\omega_{CsRm}$$

Hier wird jeder Parameter wie R1, R3, R4 und Cs zum Erfüllen der obigen Amplituden- und Phasenbedingung so ausgewählt, daß die Schaltung 20 eine selbsterregte Schaltung wird, die im Resonanzpunkt fa des piezoelektrischen Schwingers schwingt. 5

Diese selbst- oder eigenerregte Schaltung ist eine Schaltung, die im Prinzip wie eine Wienbrücken-Oszillatorschaltung arbeitet. In der Wienbrücken-Oszillatorschaltung wird die Mitkopplung derart an den (als Operationsverstärker ausgebildeten) Verstärker 27 gelegt, daß eine Schwingung erzeugt wird, und diese Eigenschwingungsfrequenz bestimmt sich durch den Mitkopplungsblock 22, welcher als Frequenzauswahlschaltung dient. In dem Mitkopplungsblock 22 (der Frequenzauswahlschaltung) sind die erste Kapazität Cs und der erste Widerstand R1 in Serie innerhalb der Mitkopplungsschleife geschaltet, und Cd sowie Rm des piezoelektrischen Schwingers 1' dessen Ersatzschaltbild in Fig. 10B gezeigt ist, dienen als die zweite Kapazität bzw. der zweite Widerstand. Diese sind parallel miteinander verschaltet und liegen an dem nicht-invertierenden Eingang des Verstärkers 27. In der Frequenzauswahlschaltung fungiert die erste Kapazität (die elektrostatische Kapazität) Cs als Hochpaßfilter, während die zweite Kapazität (die Dämpfungskapazität) Cd als Tiefpaßfilter fungiert. Die Eigenschwingungsfrequenz bestimmt sich gemäß einem Bandpaßfilter, bestehend aus dem Hochpaßfilter und dem Tiefpaßfilter in dem Mitkopplungsweg des Verstärkers 27. 10 15

Der Gegenkopplungsblock 23 fungiert als Amplitudenstabilisierschaltung für die Eigenschwingung in der Weise, daß die Spannungsverstärkung des Verstärkers 27 auf einen ausreichend hohen Pegel eingestellt wird. 20

Die Resonanzfrequenz des piezoelektrischen Schwingers 1 bestimmt sich hier durch die Gleichung 17, das heißt durch die Induktivitätskomponente Lm und die kapazitive Komponente Cm des Schwingers 1 während einer Bewegungs-Zeitspanne. Es kann der Fall eintreten, daß diese Resonanzfrequenz nicht immer übereinstimmt mit der Eigenschwingungsfrequenz, die durch die Frequenzauswahlschaltung bestimmt wird. 25

In diesem Fall wird bevorzugt, daß jeder Kapazitäts- und jeder Widerstandswert so ausgewählt oder eingestellt wird, daß es eine zusätzliche Kapazität C' und einen zusätzlichen Widerstand R' gibt, die parallel an den piezoelektrischen Schwinger 1 angeschlossen sind, wie dies in Fig. 9 gezeigt ist. In diesem Fall arbeitet die zusätzliche Kapazität C' in der Weise, daß sie die Eckfrequenz des Tiefpaßfilters einstellt, während der zusätzliche Widerstand R' so arbeitet, daß er die Eckfrequenz des Hochpaßfilters einstellt. Folglich wird eine Korrektur in der Weise durchgeführt, daß die Eigenschwingungsfrequenz der Eigenschwingungsschaltung 20 mit der Resonanzfrequenz des piezoelektrischen Schwingers 10 abgeglichen oder an diese angenähert werden kann. Es wird also bevorzugt, die zusätzliche Kapazität C' und den zusätzlichen Widerstand R' als frei veränderliches Element auszubilden und/oder die elektrostatische Kapazität Cs und den Widerstand R1 als frei veränderliches Element zu wählen. 30 35

Bei der in Fig. 11 dargestellten Ausführungsform ist der Verstärker 27 ein Operationsverstärker, und angeschlossen an den Verstärker ist ein Gegenkopplungsblock 33 mit Widerständen R3 und R4, die die Spannungsverstärkung einstellen. Außerdem ist an den Verstärker ein Mitkopplungsblock 32 angeschlossen, der aus einer Kapazität Cs und dem Widerstand R2 sowie dem piezoelektrischen Schwinger R1 besteht. Der Mitkopplungsblock 32 ist eine Frequenzauswahlschaltung (in der ein Mitkopplungsweg (eine Mitkopplungsschleife) 32a mit dem piezoelektrischen Schwinger ausgebildet ist. Der Weg verbindet einen Ausgang des Verstärkers 37 mit dessen nicht-invertierendem Eingang. In diesem Weg liegt der Schwinger 1. Die elektrostatische Kapazität Cs und der Widerstand R2 sind zueinander parallel geschaltet und sind gemeinsam an den nicht-invertierenden Eingang des Verstärkers 32 und an Masse angeschlossen. Der Gegenkopplungsblock 33 ist vorgesehen, um die Amplitude zu stabilisieren, indem die Spannungsverstärkung auf einen hinreichend hohen Wert eingestellt wird. Der Gegenkopplungszweig 33a, der an den invertierenden Eingangsanschluß des Verstärkers 37 angeschlossen ist, enthält den Widerstand R3. Der Widerstand R4 liegt zwischen dem invertierenden Eingang des Verstärkers 37 und Masse. 40 45

Fig. 12A ist ein Ersatzschaltbild für den Fall, daß der piezoelektrische Schwinger 1 in der Nähe des Antiresonanzpunkts fb betrieben wird. Im Antiresonanzpunkt fb bilden Lm' und Cm' einen Parallelschwingkreis; das Ersatzschaltbild ist in Fig. 12B gezeigt. Der Antiresonanzpunkt fb für die in Fig. 12B gezeigte Ersatzschaltung entspricht der Gleichung 24. 50

## Gleichung 24

$$fb = 1/2\pi/(Lm' \cdot Cm')$$

In der in Fig. 11 gezeigten Schaltung (unter der Annahme, daß diese Schaltung keine zusätzliche Kapazität C' und keinen zusätzlichen Widerstand R' enthält) ist der piezoelektrische Schwinger 1 ersetzt durch die Parallelschwingkreis-Ersatzschaltung wobei sich diese Schaltung analysieren läßt. Das Ergebnis dieser Analyse wird im folgenden diskutiert. 60

Wenn eine Spannung am nicht-invertierenden Eingang des Verstärkers 37 mit ei, eine Spannung am invertierenden Eingang mit ei' und die Ausgangsspannung des Verstärkers mit eo bezeichnet wird, ergeben sich folgende Gleichungen 25 und 26: 65

## Gleichung 25

$$ei = eo / \{ (1 + Rm'/R2 + Cs/Cd') + j(\omega_{CsRm'} - 1/\omega_{Cd'R2}) \}$$

## Gleichung 26

$$ei' = [R4/(R3 + R4)] \cdot eo$$

5 Wenn der Verstärkungsgrad des Verstärkers 37 (des Operationsverstärkers) ausreichend groß ist, gilt die Beziehung gemäß Gleichung 27. Durch Einsetzen der Gleichungen 25 und 26 in die Gleichung 27 ergibt sich die Gleichung 28:

## Gleichung 27

10  $ei = ei'$

## Gleichung 28

15  $R4/(R3 + R4) = 1/[(1 + Rm'/R2 + Cs/Cd') + j(\omega CsRm' - 1/\omega Cd'R2)].$

Aus der Gleichung 28 ist ersichtlich, daß die Schwingungsbedingung für die selbsterregte Schaltung 30 mit dem piezoelektrischen Swinger 1 gegeben ist durch die Amplitudenbedingung gemäß der Gleichung 29 und die Frequenzbedingung gemäß Gleichung 30:

20  $(R3 + R4)/R4 = 1 + Rm'/R2 + Cs/Cd'$

## Gleichung 29

25  $\omega CsRm' = 1/\omega Cd'R2.$

## Gleichung 30

Jeder Parameter R2, R3, R4 und Cs, der die Amplitudenbedingung und die Frequenzbedingung erfüllt, wird so ausgewählt, daß diese Schaltung eine selbsterregte Schaltung wird, die im Antiresonanzpunkt fb des piezoelektrischen Schwingers schwingt.

Das Prinzip der selbsterregten Schaltung gemäß Fig. 11 läßt sich repräsentieren in Form einer Wienbrückenschaltung, welche die gleiche ist, wie sie in Fig. 9 dargestellt ist. Wenn gemäß Fig. 11 der piezoelektrische Swinger 1 ersetzt wird durch die in Fig. 12B gezeigte Ersatzschaltung, werden die erste Kapazität und der erste Widerstand zu Cd' bzw. Rm', während die zweite Kapazität und der zweite Widerstand Cs bzw. R2 sind. In dieser Schaltung fungiert die Dämpfungskapazität Cd' des piezoelektrischen Schwingers 1, welche in der Nähe des Antiresonanzpunkts arbeitet, als Hochpaßfilter, während die elektrostatische Kapazität Cs als Tiefpaßfilter arbeitet.

Die Antiresonanzfrequenz des piezoelektrischen Schwingers bestimmt sich durch die Gleichung 24. Allerdings kann der Fall auftreten, daß bei dieser Antiresonanzfrequenz keine Übereinstimmung mit der Eigenschwingungsfrequenz der selbsterregten Schaltung 30 stattfindet. In diesem Fall wird bevorzugt, wenn die zusätzliche Kapazität C' und der zusätzliche Widerstand R' gemäß Fig. 11 an den piezoelektrischen Swinger 1 angeschlossen sind. In diesem Fall fungiert die zusätzliche Kapazität C' in der Weise, daß sie eine Durchlaßfrequenz des Hochpaßfilters korrigiert, während der zusätzliche Widerstand R' so wirkt, daß er die Durchlaßfrequenz des Tiefpaßfilters korrigiert. Dadurch läßt sich die Eigenschwingungsfrequenz der selbsterregten Schaltung 30 mit der Antiresonanzfrequenz des piezoelektrischen Schwingers 1 abgleichen oder dieser annähern. Auch bei diesem Ausführungsbeispiel wird bevorzugt, daß die zusätzliche Kapazität C' und der zusätzliche Widerstand R' und/oder die elektrostatische Kapazität Cs und der Widerstand R2 als frei veränderliches Element verfügbar sind.

Man erkennt, daß die zusätzliche Kapazität C' und der zusätzliche Widerstand R' an den piezoelektrischen Swinger 1 gemäß Fig. 11 parallel angeschlossen werden können, und daß die zusätzliche Kapazität C' und der zusätzliche Widerstand R' in Serie zu dem piezoelektrischen Swinger 1 gemäß Fig. 9 gekoppelt werden können. Außerdem kann der Schaltungsaufbau so sein, daß entweder die zusätzliche Kapazität C' oder der zusätzliche Widerstand R' gemäß Fig. 9 und Fig. 11 vorgesehen ist. Dadurch nämlich, daß entweder nur das Hochpaßfilter oder das Tiefpaßfilter eingestellt wird, wird erreicht, daß die Resonanzfrequenz oder die Antiresonanzfrequenz des Quarzschwingers an die Eigenschwingungsfrequenz angenähert werden kann.

Bei den in Fig. 9 und 11 dargestellten Ausführungsformen gibt es jeweils eine Eigenschwingungsschaltung unter Verwendung des piezoelektrischen Schwingers als Anwendungsfall einer Schaltung zum Verringern einer kapazitiven Komponente mit der Dämpfungskapazität Cd (oder Cd') und der elektrostatischen Kapazität Cs.

60 Baulich kann ein Teil zum Bilden der elektrostatischen Kapazität Cs aus demselben Material hergestellt werden, aus dem auch der piezoelektrische Swinger 1 gebildet wird. Ein Teil des Materials des piezoelektrischen Schwingers wird dann ohne Polarisation belassen, und dieser Teil wird dann als elektrostatische Kapazität Cs verwendet. Es reicht hier aus, daß die Verstärker 27 und 37 eine Einrichtung zum Verstärken der Spannung darstellen, wobei die Verstärkungseinrichtung durch einen Transistor, einen Operationsverstärker, einen Transistor und dergleichen gebildet sein kann.

Fig. 13 zeigt eine Treibervorrichtung, in der der Resonanzpunkt des piezoelektrischen Schwingers verfolgt wird; dies stellte eine weitere Ausführungsform der Erfindung dar.

Nach Fig. 13 ist eine Elektrode des piezoelektrischen Schwingers 2 auf Masse gelegt, während eine Treiber-

spannung V an die andere Elektrode (die andere Seite) gelegt wird. An einem Schaltungspunkt C, an welchem die Treiberspannung an die andere Elektrode gelegt wird, ist der Verstärker 7 angeschlossen, der einen Verstärkungsfaktor N + 1 besitzt. Der in Serie an den Ausgang dieses Verstärkers 7 angeschlossene Kondensator Cs ist an den Punkt C angeschlossen, wodurch eine Schleifenschaltung 8 gebildet wird (eine Schaltung zum Verringern der kapazitiven Komponente). Dieser bauliche Aspekt ist der gleiche wie in der Schaltung nach Fig. 1.

Immer noch auf Fig. 13 Bezug nehmend, wird ein in den piezoelektrischen Swinger 2 eingespeister Strom mit i bezeichnet, der durch die elektrostatische Kapazität Cs fließende Strom wird mit i1 bezeichnet, die Impedanz eines Serienschwingkreises 3 des piezoelektrischen Schwingers 2 wird mit Zm bezeichnet, der Stromfluß dadurch wird mit i2 bezeichnet, der Stromfluß durch die Dämpfungskapazität Cd wird mit i3 bezeichnet, und der Stromfluß durch den Verstärker 7 wird mit i4 bezeichnet.

Wenn die Spannung V an den Punkt C angelegt wird, beträgt die Spannung am Punkt D aufgrund des Verstärkers 7 dann (N + 1)V. Damit liegt zwischen den Punkten D und C (D-C) eine Spannung N·V. Weil die Impedanz bei D-C den Wert  $1/(j\omega Cs)$  hat, lässt sich i1 durch folgende Gleichung 31 ausdrücken:

Gleichung 31

$$i1 = j\omega Cs \cdot N \cdot V.$$

In ähnlicher Weise lassen sich i2 und i3 durch die Gleichungen 32 bzw. 33 ausdrücken:

Gleichung 32

$$i2 = V/Zm$$

Gleichung 33

$$i3 = j\omega Cd \cdot V.$$

Wenn i4 als sehr kleiner Strom vernachlässigt wird, lässt sich i4 durch folgende Gleichung 34 ausdrücken:

Gleichung 34

$$i = i2 + i3 - i1.$$

Einsetzen der Gleichungen 31, 32 und 33 in die Gleichung 34 führt zu der Gleichung 35:

Gleichung 35

$$i = V/Zm + j\omega (Cd - N \cdot Cs) \cdot V$$

Wenn die folgende Gleichung 36 gilt:

Gleichung 36

$$Cs = Cd/N$$

so ist i gleich dem rechten Term der Gleichung 32, i ist also gleich i2. Der dem piezoelektrischen Swinger 2 zugeführte Strom trägt nämlich allein bei zu der Strommenge, die in die Impedanz Zm des Serienschwingkreises 3 fließt, während in die Dämpfungskapazität Cd, die zu der Schwingung nichts beiträgt, kein Strom gelangt.

Die Verstärkungskennlinie für den Speisestrom i drückt sich durch die Gleichung 37 aus, der Resonanzpunkt durch die Gleichung 38, und der Phasengang durch die Gleichung 39. Fig. 14A zeigt den Frequenzgang für die Verstärkung des Speisestroms i, während Fig. 14 den Frequenzgang für die Phase des Versorgungsstroms i darstellt.

Gleichung 37

$$i = V/Zm = V/\{Rm + j(\omega Lm - 1/\omega Cm)\} = V \cdot e^{j\theta} / [\sqrt{Rm^2 + (\omega Lm - 1/\omega Cm)^2}]$$

Gleichung 38

$$f_a = 1/[2\pi\sqrt{Lm \cdot Cm}]$$

Gleichung 39

$$\theta = -\tan^{-1}[(\omega Lm - 1/\omega Cm)/Rm].$$

Gemäß Fig. 14 beträgt die Phasendifferenz zwischen der Phase des Speisestroms für den piezoelektrischen Swinger 2 und der Phase der an die andere Elektrode des piezoelektrischen Schwingers 2 angelegten

Treiberspannung im Resonanzfrequenzpunkt  $\neq 0$  Grad. Die in Fig. 13 gezeigte Ausführungsform wurde dadurch erfunden, daß diesem Umstand besondere Berücksichtigung geschenkt wurde. Die Treibervorrichtung für den piezoelektrischen Schwinger, die den Resonanzpunkt verfolgt, läßt sich also durch Detektieren dieser Phasendifferenz erreichen.

5 Immer noch auf Fig. 13 Bezug nehmend, enthält eine Wechselstromleistungsquelle zum Treiben des piezoelektrischen Schwingers 2: eine Stromphasendetektoreinrichtung, eine Wellenformereinrichtung A, eine Wellenformereinrichtung B, einen Phasenvergleicher, ein Schleifenfilter, einen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) und einen Leistungsverstärker.

10 Die von der Wechselspannungsquelle an die andere Elektrode des piezoelektrischen Schwingers 2 gelieferte Stromphase wird von der Stromdetektoreinrichtung detektiert. Ein Ausgangssignal, welches von der Wellenformereinrichtung A in seiner Form festgelegt wird, wird mit  $\Phi 1$  bezeichnet, während ein Ausgangssignal, dessen Phase an den piezoelektrischen Schwinger 2 gelegt wird und von der Wellenformereinrichtung B geformt wird, mit  $\Phi 2$  bezeichnet wird. Die beiden geformten Ausgangssignale werden in den Phasenvergleicher eingegeben, welcher den Phasenfehler oder die Phasenabweichung zwischen  $\Phi 1$  und  $\Phi 2$  detektiert. Ein Phasenfehlerausgangssignal vom Phasenvergleicher wird dem Schleifenfilter (Tiefpassfilter) zugeführt, so daß eine Hochfrequenzkomponente des Signals entfernt wird, und das verbleibende Signal wird dann als Phasenfehlerspannung  $V_p$  an den VCO gelegt, wodurch der VCO eine Frequenz als Ausgangssignal liefert, die der Spannung  $V_p$  entspricht. Danach wird das Ausgangssignal des VCO von dem Leistungsverstärker verstärkt und dann über die Stromphasen-Detektoreinrichtung auf den piezoelektrischen Schwinger 2 gegeben.

15 20 Der Phasenvergleicher, das Schleifenfilter und der VCO arbeiten hier in der Weise, daß die Schwingungsfrequenz des VCO dann höher wird, wenn die Phase des Ausgangssignals (die Stromphase)  $\Phi 1$  weiter voreilt als die Ausgangsphase (Spannungsphase)  $\Phi 2$ . Umgekehrt arbeiten der Phasenvergleicher, das Schleifenfilter und der VCO in der Weise, daß die Schwingungsfrequenz des VCO niedriger wird, wenn die Phase des Ausgangssignals (die Spannungsphase)  $\Phi 2$  weiter voreilt als diejenige des Ausgangs (der Stromphase)  $\Phi 1$ . Die Schwingungsfrequenz wird dann fixiert oder verrastet, wenn die Phase des Ausgangssignals  $\Phi 1$  die gleiche wie die des Ausgangssignals  $\Phi 2$  ist, das heißt, wenn die Phasendifferenz zwischen Stromphase und Spannungsphase 0 Grad beträgt. Wie in Fig. 14B gezeigt ist, wird der piezoelektrische Schwinger 2 am Resonanzpunkt betrieben, wenn die Phase des Stromausgangs  $\Phi 1$  die gleiche wie die Phase der Spannung  $\Phi 2$  ist. Wenn der Resonanzfrequenzpunkt des piezoelektrischen Schwingers 2 aufgrund des Einflusses der Umgebung und dergleichen abnimmt, gelangt  $\Phi 2$  in Phasenvoreilung bezüglich  $\Phi 1$ , und die Frequenz des VCO wird veränderlich auf einen niedrigen Pegel gesteuert, so daß die Resonanz verfolgt werden kann. Wenn umgekehrt die Resonanzfrequenz hoch wird, gelangt  $\Phi 1$  in Voreilung bezüglich  $\Phi 2$ , und die Frequenz des VCO erhöht sich, so daß die Resonanz verfolgt wird.

25 30 35 In der in Fig. 13 gezeigten Treibervorrichtung gibt es keine Notwendigkeit für einen Sensor, der die Resonanzfrequenz wie bei dem konventionellen Schaltungsbeispiel detektiert, und die Treiberfrequenz des piezoelektrischen Oszillators läßt sich bei der Resonanzfrequenz des piezoelektrischen Oszillators fixieren. Das Schaltungsschema gemäß der Erfindung, wie es in Fig. 13 gezeigt ist, ist besonders effektiv, wenn der oben erläuterte Sensor nicht hinzugefügt werden könnte, weil kein genügender Raum vorhanden wäre oder die Kosten zu hoch wären. Die Resonanzfrequenz läßt sich automatisch auch dann verfolgen, wenn der Resonanzpunkt sich aufgrund der erzeugten Wärme übermäßig ändert. Darüber hinaus kann die erfundungsgemäße Schaltung bei sämtlichen Typen piezoelektrischer Schwinger angewendet werden. Sie kann angepaßt werden an die Treibervorrichtung für einen piezoelektrischen Motor, einen piezoelektrischen Transistor und einen piezoelektrischen Kreisel, so daß die Resonanzfrequenz auch dann konstant verfolgt werden kann, wenn die Resonanzfrequenz des piezoelektrischen Schwingers sich durch Temperaturänderungen oder dergleichen ändert.

40 45 50 In der Treibervorrichtung gemäß Fig. 13 vermeidet die Schleifenschaltung 8 (die Schaltung zum Verringern der kapazitiven Komponente) die durch die Dämpfungskapazität  $C_d$  des piezoelektrischen Schwingers 2 verursachte Leistungsaufnahme praktisch vollständig und realisiert den Betrieb beim Verfolgen der Resonanz des piezoelektrischen Oszillators 2.

Ein Bauelement zum Realisieren der elektrostatischen Kapazität  $C_s$  kann aus demselben Material bestehen, aus dem der piezoelektrische Oszillator 2 hergestellt wird. Ein Teil des Materials des piezoelektrischen Schwingers 2 wird als Abschnitt ohne Polarisation gefertigt, und deshalb läßt sich dieser Teil für die elektrostatische Kapazität  $C_s$  verwenden. Es reicht aus, wenn der Verstärker eine Einrichtung zum Verstärken der Spannung ist, wobei der Verstärker 7 durch einen Transistor, einen Operationsverstärker, einen Transistor und dergleichen gebildet wird.

55 Fig. 15 zeigt eine Detektivvorrichtung gemäß einer weiteren Ausführungsform der Erfindung.

Bezugnehmend auf das in Fig. 15 gezeigte Ersatzschaltbild, ist ein piezoelektrischer Schwinger 50 mit Hilfe elektrischer Schaltungsmittel in der Weise dargestellt, daß eine Spannung erzeugt wird, wenn der piezoelektrische Schwinger einer äußeren Spannung ausgesetzt wird. Fig. 15 ist die Ersatzschaltung für eine Detektivvorrichtung, in der beispielsweise eine dem piezoelektrischen Schwinger durch Coriolis-Kraft vermittelte Schwingung von einem Oszillator-Gyroskop detektiert wird. Ein in der Ersatzschaltung nach Fig. 15 mit F bezeichneter Schaltungsteil ist der Abschnitt, in dem mechanische Spannung erzeugt wird, und diese mechanische Spannung wird von einem Ersatz-Transformator in ein elektrisches Signal umgesetzt.  $C_d 2$  ist ein in derselben Ersatzschaltung mit E bezeichneter Schaltungsteil einer Dämpfungskapazität, bei der es sich um eine kapazitive Komponente handelt, hier speziell um ein Dielektrikum des piezoelektrischen Materials.

60 65 Eine Elektrode des piezoelektrischen Schwingers 50 ist auf Masse gelegt, während an der anderen Elektrode (der anderen Seite) ein Verstärker 57 mit einem Verstärkungsgrad von  $(N+1)$  und die elektrostatische Kapazität  $C_s 2$  in Reihe angeschlossen sind. Es ergibt sich also mit der Schleifenschaltung 58 ein ähnlicher Aufbau wie in Fig. 1 (Schaltung um Verringern der kapazitiven Komponente). In dieser Detektivvorrichtung verstärkt der

Verstärker 57, der die Schaltung zum Verringern der kapazitiven Komponente bildet, die an einem Punkt G erzeugte Spannung.

Immer noch auf Fig. 15 Bezug nehmend, wird der von der äußeren mechanischen Spannung erzeugte Strom mit  $i_{10}$  bezeichnet, der durch die elektrostatische Kapazität  $C_{s2}$  fließende Strom wird mit  $i_{11}$  bezeichnet, der durch den Dämpfungskondensator  $C_{d2}$  fließende Strom wird mit  $i_{13}$  bezeichnet, und der als Ausgangssignal abgenommene Strom wird mit  $i_{12}$  bezeichnet. Weil der Eingangsstrom des Verstärkers 57 extrem schwach ist, wird er vernachlässigt.

Wenn die an einer Seite der Elektrode des Schwingers 50 erzeugte Spannung mit  $V$  bezeichnet wird, beträgt die Spannung an einem Punkt H dann  $(N+1) \cdot V$ , und die Spannung  $N \cdot V$  liegt zwischen den Punkten H und G (H-G). Die Impedanz zwischen den Punkten H und G beträgt  $1/(j\omega C_{s2})$ , so daß sich für  $i_{11}$  der Wert gemäß folgender Gleichung 40 ergibt:

## Gleichung 40

$$i_{11} = j\omega C_{s2} \cdot N \cdot V.$$

Die Spannung  $V$  wird an die Dämpfungskapazität  $C_{d2}$  gelegt, und daher drückt sich  $i_{13}$  durch folgende Gleichung 41 aus:

## Gleichung 41

$$i_{13} = j\omega C_{d2} \cdot V$$

Wenn die Relation gemäß Gleichung 42 gegeben ist, gilt die Gleichung 43:

## Gleichung 42

$$C_{s2} = C_{d2}/N$$

## Gleichung 43

$$i_{13} = i_{11}.$$

Die Gleichung 44 gilt am Punkt G, und wenn man die Gleichung 43 in die Gleichung 44 einsetzt, ergibt sich die Gleichung 45:

## Gleichung 44

$$i_{11} + i_{10} = i_{13} + i_{12}$$

## Gleichung 45

$$i_{12} = i_{10}.$$

Wenn also die elektrostatische Kapazität  $C_{s2}$  1/N der Dämpfungskapazität  $C_{d2}$  beträgt, wird der Strom von der Schleifenschaltung 58 in die Dämpfungskapazität  $C_{d2}$  geleitet. Als Ergebnis davon wird der erzeugte Strom  $i_{10}$ , der durch die mechanische externe Spannung erzeugte Ladung bedingt ist, nicht an die Dämpfungskapazität  $C_{d2}$  geliefert, so daß sämtlicher Strom extern abgezogen werden kann. Dieser Zustand drückt sich durch die in Fig. 16 dargestellte Ersatzschaltung 51 aus. Verglichen mit dem Fall, daß die Dämpfungskapazität  $C_{d2}$  existiert, ist ersichtlich, daß die Ausgangsimpedanz  $Z$  zunimmt und die Ausgangsempfindlichkeit als Sensor verbessert ist.

Bei dieser Detektivvorrichtung wird die Bedingung, unter der der durch die Dämpfungskapazität  $C_{d2}$  fließende Strom  $i_{13}$  gelöscht wird, durch die Erfüllung der Gleichung 42 dargestellt, und diese Bedingung ist gegeben als eine Funktion der elektrostatischen Kapazität  $C_{s2}$  und einer Verstärkung  $N$  des Verstärkers 57, während es sich nicht um eine Funktion der Frequenz der detektierten Spannung handelt. Deshalb ist keine Frequenzabhängigkeit in der Bedingung für das Löschen der Dämpfungskapazität  $C_{d2}$  gegeben. Was die Einstellung der elektrostatischen Kapazität  $C_{s2}$  im Zuge des Löschens der Dämpfungskapazität  $C_{d2}$  angeht, so ist es wesentlich einfacher, diese einzustellen, als eine Einstellung einer Induktivität  $L$  vorzunehmen, wobei zusätzlich unter Verwendung einer Varicap- oder Trimmer-Kapazität eine zusätzliche kompakte Bauweise erzielt werden kann. Ein ähnlicher vorteilhafter Effekt läßt sich dann erreichen, wenn die Verstärkung  $N$  des Verstärkers 57 durch einen veränderlichen Widerstand eingestellt wird, während die elektrostatische Kapazität  $C_{s2}$  fest ist. Hierdurch läßt sich eine noch kompaktere Bauweise erreichen.

Natürlich läßt sich auch ein vorteilhafter Effekt erzielen, indem der Einfluß der Dämpfungskapazität  $C_{d2}$  verringert werden kann, auch wenn die anzuschließende elektrostatische Kapazität  $C_{s2}$  nicht perfekt der Bedingung gemäß der Gleichung 42 genügt. Ein Bauteil zum Realisieren der Kapazität  $C_{s2}$  kann aus demselben Material gefertigt werden wie der piezoelektrische Schwingers. Bei einem Oszillatortyp-Gyroskop oder dergleichen besteht die Möglichkeit, nur einen Teil des piezoelektrischen Materials des piezoelektrischen Schwingers ohne Polarisation vorzusehen und diesen Teil oder Abschnitt dann für die elektrostatische Kapazität  $C_{s2}$

herzunehmen. Wenn das gesamte piezoelektrische Material des Schwingers mit Polarisation vorgesehen wird, kann ein Abschnitt, dem keine Schwingung in diesem piezoelektrischen Material vermittelt wird, als elektrostatische Kapazität  $Cs2$  dienen. Außerdem reicht es aus, wenn der Verstärker 57 als Einrichtung zum Verstärken der Spannung dient, wobei eine solche Einrichtung durch einen Transistor, einen Operationsverstärker, einen Transformator oder dergleichen gebildet wird.

5 Fig. 18 und 20 zeigen Versuchsergebnisse, die mit der erfindungsgemäßen Detektivvorrichtung nach Fig. 15 erzielt wurden.

Die bei dem Versuch verwendeten Elemente einer Schichtanordnung 10 sind in Fig. 8 dargestellt. Fig. 18 zeigt das Versuchsergebnis für eine konventionelle Detektivvorrichtung, die nicht die erfindungsgemäße Schleifenschaltung 58 (eine Schaltung zum Verringern einer kapazitiven Komponente) verwendet. In der Versuchssapparatur sind die Treiberelektrode 11, die Elektrode 13, die Detektorelektrode 17 und die Elektrode 15 der Schichtanordnung 10 gem. Fig. 8 an den Anschluß A, den Anschluß B, den Anschluß C und den Anschluß D der Versuchsschaltung nach Fig. 17 angeschlossen. Der Anschluß B und der Anschluß D nach Fig. 17 sind auf Masse gelegt. Die Treiberspannung wird dem piezoelektrischen Material 12 von einer Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5 über die Treiberelektrode 11 und die Elektrode 13 gem. Fig. 8 zugeführt, so daß das piezoelektrische Material eine Krümmungs-Schwingung ausführt. Die über das Glassubstrat 14 auf das piezoelektrische Material 16 übertragene Schwingung wird detektiert. Der in der Ersatzschaltung nach Fig. 15 dargestellte piezoelektrische Swinger 50 entspricht diesem piezoelektrischen Material 16 nach Fig. 8.

20 Fig. 18 zeigt die Ausgangsspannung  $Vout$  zwischen dem Anschluß C und dem Anschluß D (C-D) gemäß Fig. 17. Fig. 18 ist eine graphische Darstellung, in der auf der Abszisse die Frequenz und auf der Ordinate die Ausgangsspannung  $Vout$  (dB) dargestellt sind, wobei  $fc$  die maximale Empfindlichkeitsfrequenz im Detektierbereich angibt.

25 Fig. 20 zeigt das Versuchsergebnis, dem die Schleifenschaltung 58 (die Schaltung zum Verringern einer kapazitiven Komponente) gemäß der Erfindung zugrunde liegt. In dieser Versuchssapparatur sind die Anschlüsse B und D auf Masse gelegt, während der Anschluß A an die Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5 gemäß Fig. 19 angeschlossen ist. Die Schleifenschaltung 58 (die Schaltung zum Verringern einer kapazitiven Komponente), in der der Verstärker 57 mit einem Verstärkungsfaktor ( $N+1$ ) in Serie an die elektrostatische Kapazität  $Cs2$  angelegt ist, liegt am Anschluß C. Der Gegenkopplungsweg 56 mit den Widerständen  $R3$  und  $R4$  stellt einen Verstärkungsfaktor für den Verstärker 57 ein. Die Elektroden 11, 13, 17 und 15 der Schichtanordnung nach Fig. 8 sind an die Anschlüsse A, B, C und D angeschlossen. Auch in Fig. 19 entspricht das piezoelektrische Material 16 dem piezoelektrischen Swinger 50.

30 Die Treiberspannung wird dem piezoelektrischen Material 12 von der Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5 über die Treiberelektrode 11 und die Elektrode 13 gemäß Fig. 8 zugeführt, so daß das piezoelektrische Material eine Krümmungs-Schwingung ausführt. Die dem piezoelektrischen Material 16 über das Glassubstrat 14 vermittelte Schwingung wird dann nachgewiesen. Fig. 20 zeigt die Ausgangsspannung  $Vout$  zwischen dem Anschluß C und dem Anschluß D (C-D) der Versuchssapparatur nach Fig. 19. In Fig. 20 ist auf der Abszisse die Frequenz und auf der Ordinate die Ausgangsspannung von  $Vout$  (dB) aufgetragen. In Fig. 19 ist der Verstärker 57 ein Operationsverstärker, wobei die Parameter ( $R3$ ,  $R4$ ,  $Cs2$ ) gemäß folgenden Gleichungen 46 und 47 eingestellt werden:

40

## Gleichung 46

$$N + 1 = 1 + R3/R4$$

45

## Gleichung 47

$$Cs2 = Cd2/N.$$

50 Vergleicht man die Ausgangsspannungen  $Vout$  am Punkt  $fc$  in Fig. 18 und 20, so erkennt man, daß die Schleifenschaltung 58 (die Schaltung zum Verringern einer kapazitiven Komponente), welche die Bedingung gemäß obiger Gleichung 47 erfüllt, eine um etwa 5 dB höhere Ausgangsspannung liefert als die konventionelle Vorrichtung gemäß Fig. 18, so daß ein hochempfindliches Detektieren dadurch erreicht wird, daß der Einschluß der Dämpfungskapazität  $Cd2$  minimiert wird.

Als nächstes werden gegenüber den obigen Ausführungsformen modifizierte Beispiele beschrieben.

55 Die in Fig. 1 dargestellte Ausführungsform enthält die Schleifenschaltung 8, in der der Verstärker 7 mit einem Verstärkungsfaktor von ( $N+1$ ) in Reihe zu der elektrostatischen Kapazität  $Cs$  geschaltet ist und eine Schaltung zum Verringern einer kapazitiven Komponente bildet. Allerdings läßt sich diese Schaltung zum Verringern einer kapazitiven Komponente auch in der in Fig. 21 gezeigten Weise ausbilden.

60 Gemäß Fig. 21 ist ein Pfad vorhanden, über den die Treiberleistung von der Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5 an eine Elektrode (den Punkt C') an einer Seite des piezoelektrischen Schwingers 2 gelegt wird, und es gibt einen weiteren, davon abzweigenden Pfad, in welchem der Verstärker 7 und die elektrostatische Kapazität  $Cs$  zueinander in Reihe geschaltet sind, wobei die Kapazität  $Cs$  an den Punkt C' angeschlossen ist. Ein die Treiberleistung liefernder Pfad (a) zwischen der Ausgangsseite der Treiberleistung (der Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5) und dem piezoelektrischen Swinger 2 liegt parallel zu dem weiteren Zweig (b) mit dem Verstärker 7 und der elektrostatischen Kapazität  $Cs$ . Auch bei dieser Ausführungsform wird die der Seite des piezoelektrischen Schwingers 2 zugeführte Treiberspannung  $V$  von dem Verstärker um einen Faktor ( $N+1$ ) verstärkt, und das verstärkte Ausgangssignal vom Verstärker 7 gelangt über die elektrostatische Kapazität  $Cs$  an den Punkt C'.

65 Fig. 21 zeigt den gleichen Typ vom piezoelektrischen Oszillator, wie er in Fig. 1 gezeigt ist. Wenn der von der

Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5 an den Punkt C' gelieferte Strom mit  $i$  bezeichnet wird, die durch den Serienschwingkreis und die Dämpfungskapazität  $C_d$  fließenden Ströme mit  $i_2$  bzw.  $i_3$  bezeichnet werden, und der durch die elektrostatische Kapazität  $C_s$  fließende Strom mit  $i_1'$  bezeichnet wird, ist die Relation zwischen den Strömen derart, daß  $i_1'$  in der Gleichung 9 ersetzt wird durch  $i_1'$ .

Wenn daher in der mit der Schaltung 8 zum Verringern einer kapazitiven Komponente ausgestattete Treibervorrichtung gemäß Fig. 21 die durch die Gleichung 11 ausgedrückte Bedingung, das heißt die Bedingung, gemäß der die Kapazität  $C_s$  dem  $1/N$ -fachen der Dämpfungskapazität  $C_d$  entspricht, erfüllt ist, wird der von der Treiberleistungsquelle kommende Speisestrom  $i$  nicht von der Dämpfungskapazität  $C_d$  aufgenommen, so daß der piezoelektrische Swinger effizient betrieben werden kann.

Auch wenn bei der Ausführungsform nach Fig. 13 die Schleifenschaltung 8 ersetzt wird durch die Schaltung 8' gemäß Fig. 21, läßt sich der gleiche vorteilhafte Effekt erzielen.

Fig. 22 zeigt ein weiteres bevorzugtes Beispiel, was gegenüber der Treibervorrichtung für den piezoelektrischen Swinger gemäß Fig. 21 noch weiter verbessert ist. Gemäß Fig. 22 gibt es einen Pfad (a), über den die Treiberleistung der Elektrode (dem Punkt C') an einer Seite des piezoelektrischen Schwingers 2 zugeführt wird, und diesem Pfad ist ein Pfad (b) parallel geschaltet, in dem sich der Verstärker 7 und die dazu in Serie geschaltete elektrostatische Kapazität  $C_s$  zwischen der Wechselstrom-Treiberleistungsquelle 5 und den Elektroden (Punkt C') der einen Seite befinden. Durch das Abzweigen werden der Pfad (a), der Leistung von der Treiberleistungsquelle an den piezoelektrischen Swinger 2 liefert, und der Pfad (b) gebildet, der Treiberleistung über den Verstärker 7 und die elektrostatische Kapazität  $C_s$  dem Swinger 2 zuführt, wodurch eine Schaltung 8'' zum Verringern einer kapazitiven Komponente gebildet wird. B<sub>5</sub> gibt einen Spannungsfolger (Pufferverstärker) 41, welcher als Spannungsschalteneinrichtung in dem Pfad (a) dient, über den Leistung an den piezoelektrischen Swinger 2 gegeben wird.

Der Spannungsfolger 41 ist ein elektrisches Bauteil, wie es dem Fachmann bekannt ist, und bei dem ein Ausgang mit dem invertierten Eingang eines Operationsverstärkers kurzgeschlossen ist, so daß es eine einhundertprozentige Kopplung gibt, gemäß der eine Spannungsverstärkung auf 1 eingestellt wird. Der Spannungsfolger 41 spielt eine Rolle beim Halten der Spannung für die Antriebsleistung, und er verhindert das Entstehen von Schwingungen. In der in Fig. 1 dargestellten Schaltung kann das Einstellen des Verstärkungsgrads auf einen zu hohen Pegel möglicherweise die Spannung am Punkt C verstärken, so daß es möglicherweise zu einer Schwingung in der Schleifenschaltung 8 deshalb kommt, weil die Schleifenschaltung 8 eine Rückkopplung bildet, in der die Elektrizität über die elektrostatische Kapazität  $C_s$  zum Punkt C zurückgeleitet wird, so daß ein instabiler Zustand geschaffen wird. Der Spannungsfolger 41 gemäß Fig. 22 kann aber die Bildung einer Schwingungsschleife in dem Pfad (a) und dem Pfad (b) verhindern, so daß man eine sehr stabile Treibervorrichtung für den piezoelektrischen Swinger erhält.

Fig. 23 zeigt ein Beispiel für einen Schaltungsaufbau, der die in Fig. 22 dargestellte Schaltung 8'' zum Verringern einer kapazitiven Komponente enthält, wobei diese Schaltung Anwendung findet bei der in Fig. 13 gezeigten Treibervorrichtung mit Resonanzpunktverfolgung. Ähnlich, wie es für die Fig. 13 und 14 erläutert wurde, wird die Phase des Stroms, der von dem als Versorgungsteil dienenden Leistungsverstärker geliefert wird, von der Stromphasen-Detektoreinrichtung erfaßt, und deren Ausgangssignal (die Stromphase)  $\Phi_1$  wird an einen Phasenvergleicher gegeben. Die Spannung am Punkt C', das heißt die Spannungsphase  $\Phi_2$ , die an den piezoelektrischen Swinger 2 geliefert wird, wird ebenfalls an den Phasenvergleicher gelegt. Wenn der spannungsgesteuerte Oszillator (VOO) in der Weise gesteuert wird, daß seine Schwingungsfrequenz fixiert ist, wenn die Phasendifferenz zwischen den beiden genannten Ausgangssignalen  $\Phi_1$  und  $\Phi_2$  den Wert 0 hat, erfolgt der Treiberbetrieb in der Weise, daß der Resonanzpunkt des piezoelektrischen Schwingers 2 verfolgt werden kann.

In Fig. 1 ist der piezoelektrische Swinger als ein Typ einer elektrostatischen Wandereinrichtung dargestellt. Die gleichen vorteilhaften Effekte lassen sich mit einer Treibervorrichtung für einen in Fig. 24A dargestellten elektrostatischen Wandler 60 erreichen.

Bezugnehmend auf Fig. 24A, befindet sich in dem elektrostatischen Wandler 60 eine Flachelektrode 61 auf einer feststehenden Seite gegenüber einer Flachelektrode 62 auf einer beweglichen Seite, wobei zwischen den Elektroden ein schmaler Lückenabstand  $d$  vorhanden ist. Wenn eine deckungsgleiche Fläche zwischen den Elektroden 61 und 62 mit A bezeichnet wird, eine zwischen die Elektroden gelegte Vorspannung mit E bezeichnet wird, eine Eingangsspannung (Treiberspannung) zwischen den Elektroden mit V bezeichnet wird, und eine Dielektrizitätskonstante der Luftsicht zwischen den Elektroden mit  $\epsilon$  bezeichnet wird, ergibt sich eine elektrostatische Treiberkraft  $f$  zwischen den Elektroden 61 und 62 aufgrund der Eingangsspannung V, welche durch folgende Gleichung 48 ausgedrückt wird:

#### Gleichung 48

$$f = \{(\epsilon \cdot A \cdot E) / d^2\} \cdot V.$$

Eine Ersatzschaltung für den elektrostatischen Wandler 60, wenn dieser in der Nähe des Resonanzpunkts betrieben wird, ist in Fig. 24B bei 60a dargestellt (man beachte den mit dem Bezugszeichen 60a versehenen Abschnitt). Dies ist äquivalent dem Zustand, in welchem der piezoelektrische Swinger in der Nähe des Resonanzpunkts schwingt, wie dies in Fig. 1 gezeigt ist. Bezugnehmend auf Fig. 24B bezeichnet  $C_a$  die kapazitive Komponente zwischen den Elektroden 61 und 62. R bedeutet einen mechanischen Treiberwiderstand der beweglichen Elektrode 62, L eine Federkonstante der beweglichen Elektrode 62, verursacht durch die mechanische Lagerung, und C einen Viskosewiderstand aufgrund der mechanischen elastischen Lagerung. Im Betriebsverlauf des elektrostatischen Wandlers 60 wird der Treiberstrom auch von der kapazitiven Komponente  $C_a$  verbraucht. Dieser Stromverbrauch trägt nichts zum Betrieb der beweglichen Elektrode 62 bei.

Deshalb wird gemäß Fig. 24A und 24B dieselbe Schleifenschaltung 8, wie sie in Fig. 1 gezeigt ist (oder die in Fig. 21 gezeigte Schaltung 8' zum Verringern der kapazitiven Komponente, bevorzugter noch die in Fig. 22 gezeigte Schaltung 8'') hinzugefügt, so daß die elektrostatische Kapazität von  $C_s$  dem  $1/N$ -fachen der kapazitiven Komponente  $C_a$  entspricht und das Verstärkungsmaß des Verstärkers 3 auf den Faktor  $(N + 1)$  eingestellt wird. Damit wird ähnlich wie in der Treibervorrichtung für den piezoelektrischen Swinger der in der kapazitiven Komponente  $C_a$  verbrauchte Strom minimiert oder gar vollständig gelöscht, so daß ein effizienter Betrieb erreicht werden kann. Auch in diesem Fall läßt sich ein stabiler Betrieb ohne Schwingungsbildung erreichen, indem man die Schaltung 8'' zum Verringern einer kapazitiven Komponente verwendet, welche den in Fig. 22 gezeigten Spannungsfolger 41 enthält.

10 Dieses Schaltungsschema sowie vorteilhafte, dadurch zu erreichende Aspekte sind die gleichen wie in der Treibervorrichtung gemäß Fig. 13, und die Treibervorrichtung mit Resonanzpunktverfolgung gemäß Fig. 13 sowie die Treibervorrichtung mit Resonanzpunktverfolgung gemäß Fig. 23 läßt sich bei dem elektrostatischen Wandler 60 einsetzen. Als nächstes zeigt Fig. 25A eine Detektivvorrichtung zum Detektieren der Schwingung unter Verwendung des elektrostatischen Wandlers 60. Diese Detektivvorrichtung arbeitet beispielsweise in einem Oszillatortyp-Gyroskop in der Weise, daß die bewegliche Elektrode 62 von dem piezoelektrischen Swinger in Schwingung gebracht wird und die durch die Coriolis-Kraft bedingte Kraft auf diese bewegliche Elektrode 62 gegeben wird. Wenn die durch die Coriolis-Kraft bedingte Bewegungsgeschwindigkeit der beweglichen Elektrode 62 mit  $v$  bezeichnet wird, so läßt sich der Detektierstrom  $i$  durch folgende Gleichung 49 ausdrücken:

20

## Gleichung 49

$$i = \{(\epsilon \cdot A \cdot E) / d^2\} \cdot v.$$

25 Durch Abnehmen dieses Stroms  $i$  läßt sich die Ausgangsspannung  $V_{out}$  erhalten. Auch in dieser Detektivvorrichtung verringert sich das Detektier-Ausgangssignal wie der Strom, der durch die kapazitive Komponente  $C_a$  des elektrischen Wandlers 60 fließt, wie dies in der Ersatzschaltung nach Fig. 25B dargestellt ist. Ähnlich wie in der Detektivvorrichtung nach Fig. 15 wird allerdings die Schleifenschaltung 58 (die Schaltung zum Verringern einer kapazitiven Komponente) hinzugefügt, in der der Verstärker 57 einen Verstärkungsfaktor  $(N + 1)$  aufweist, während ein Kapazitätswert der elektrostatischen Kapazität  $C_{s2}$  auf das  $1/N$ -fache der kapazitiven Komponente  $C_a$  eingestellt ist. Ähnlich wie bei der in Fig. 15 dargestellten Ausführungsform wird der durch die kapazitive Komponente  $C_a$  fließende Strom belastet durch den aus der Schleifenschaltung 58 fließenden Strom, so daß der durch die mechanisch-elektrische Umwandlung erhaltene Strom mit höherer Empfindlichkeit nachgewiesen werden kann.

30 35 Außerdem kann in der selbsterregten Schaltung gemäß Fig. 9 und Fig. 11 die Schaltung mit Hilfe des elektrostatischen Wandlers 60 anstelle des piezoelektrischen Schwingers aufgebaut werden. Wenn der elektrostatische Wandler 60 im Eigenschwingungsbetrieb in der Nähe des Resonanzpunkts arbeitet, kann die gleiche Selbsterregungsschaltung 20 verwendet werden, wie sie in Fig. 9 dargestellt ist. Weil der elektrostatische Wandler 60 die kapazitive Komponente  $C_a$  verwendet, gibt es einen Antiresonanzpunkt. Die Ersatzschaltung für den Fall, daß der elektrostatische Wandler 60 in der Nähe des Antiresonanzpunkts schwingt, ist die gleiche, wie sie in Fig. 12A dargestellt ist. Indem man die in Fig. 11 gezeigte Eigenschwingungsschaltung 30 verwendet, kann der elektrostatische Wandler 60 in der Nähe des Antiresonanzpunkts mit Selbstanregung schwingen.

40 45 Wie oben beschrieben, ist erfundungsgemäß die Schaltung zum Verringern einer kapazitiven Komponente, gebildet durch die elektrostatische Kapazität und den Verstärker, an eine Seite (Elektrode) der elektrostatischen Wandlereinrichtung, zum Beispiel eines piezoelektrischen Schwingers oder eines elektrostatischen Wandlers, angeschlossen. Damit läßt sich dem piezoelektrischen Swinger der Strom zuführen, der äquivalent ist zu dem Strom, der in die Dämpfungskapazitätskomponente oder dergleichen des piezoelektrischen Schwingers fließt, und die Dämpfungskapazität für den Eingang oder den Ausgang des Schwingers oder die Kapazitätskomponente des elektrostatischen Wandlers läßt sich in äquivalenter Weise löschen oder zumindest minimieren.

50 55 Bei Anwendung auf die Treiberschaltung einer elektrostatischen Wandlereinrichtung kann also die Dämpfungskapazität oder die Kapazitätskomponente ohne Zuhilfenahme einer Induktivität (Spule) gelöscht werden. Es gibt keine Abhängigkeit von der Frequenz, so daß sich die Schaltung sehr leicht einstellen läßt und eine kompakte Bauweise ermöglicht. Selbst dann, wenn die Bedingung für das äquivalente Löschen nicht genau erfüllt ist, läßt sich die Kapazitätskomponente wirksam in äquivalenter Weise reduzieren. Die Schaffung einer Spannungshalteeinrichtung, beispielsweise eines Spannungsfolgers, in der Schaltung zum Verringern der kapazitiven Komponente, ermöglicht die Ausbildung eines noch weiter stabilisierten Betriebs.

60 Bei Anwendung auf die Detektivvorrichtung, beispielsweise einen piezoelektrischen Kreisel, erhöht sich die Ausgangsimpedanz. Damit erhöht sich die Ausgangsspannung, wodurch die Nachweisempfindlichkeit verbessert wird. Ähnliche vorteilhafte Effekte lassen sich in Verbindung mit einem piezoelektrischen Transformator erzielen. Damit tragen Erhöhungen der Ausgangsspannung zu einer Verbesserung der Leistungsfähigkeit des Transformators bei.

Bei Filteranwendungen erhöht das Löschen oder Verringern der Dämpfungskapazität des piezoelektrischen Schwingers die Vergleichs-Bandbreite.

65 Erfundungsgemäß ist die Schaltung zum Verringern einer kapazitiven Komponente an die elektrostatische Wandlereinrichtung angeschlossen, und der Resonanzpunkt wird in der Weise erhalten, daß die Phase des in den piezoelektrischen Swinger und dergleichen fließenden Stroms verglichen wird mit der Phase der den piezoelektrischen Swinger oder dergleichen treibenden Spannung. Wenn die Vorrichtung in dem so erhaltenen Resonanzpunkt betrieben wird, läßt sich der Resonanzpunkt permanent verfolgen, auch wenn er zum Beispiel in

einer elektrostatischen Wandlereinrichtung aufgrund von Temperatureinflüssen und dergleichen Schwankungen unterliegt. Das Verfolgen des Resonanzpunkts erfolgt in herkömmlicher Weise mit Hilfe eines Sensors oder Fühlers, der an einem kleinen Abschnitt des piezoelektrischen Motors vorgesehen ist. Im Gegensatz dazu läßt sich erfundungsgemäß dieses Resonanzpunktverfolgen ohne die Verwendung irgend eines Sensors erreichen. Das erfundungsgemäße Grundschema eignet sich also nicht nur für sämtliche Typen piezoelektrischer Motoren, sondern kann auch angewendet werden bei einer Treiberschaltung mit Frequenzverfolgung, beispielsweise einem piezoelektrischen Schwinger oder einem piezoelektrischen Transistor unter Verwendung anderer piezoelektrischer Effekte.

Außerdem ist die Selbsterregungsschaltung mit Hilfe des Verstärkers und der Frequenzauswahlschaltung aufgebaut, und die kapazitive Komponente und die Widerstandskomponente der elektrostatischen Wandlereinrichtung, die in der Nähe des Resonanzpunkts oder des Antiresonanzpunkts arbeitet, ist in dieser Frequenzauswahlschaltung enthalten. Damit kann die elektrostatische Wandlereinrichtung in der Nähe des Resonanzpunkts oder des Antiresonanzpunkts derart betrieben werden, daß ein effizienter Betrieb stattfindet. Die Schaffung der zusätzlichen Kapazität und des zusätzlichen Widerstands ermöglicht die Selbsterregung bei einer Frequenz, die mit dem Resonanzpunkt oder Antiresonanzpunkt der elektrostatischen Wandlereinrichtung übereinstimmt oder doch zumindest nahezu übereinstimmt.

Ein Widerstand, mit dessen Hilfe der Verstärkungsfaktor auf einen hohen Pegel eingestellt wird, ist in der Gegenkopplungsschleife des Verstärkers enthalten, so daß die Eigenschwingung mit stabiler Amplitude möglich ist.

#### 20 Patentansprüche

1. Schaltung (8, 8', 8'') zum Verringern einer kapazitiven Komponente (Cd) in einer elektrostatischen Wandlereinrichtung (1, 2, 60), bei der ein Verstärker (7, 27, 37, 57) die Spannung an einer Seite der elektrostatischen Wandlereinrichtung (1, 2, 60) verstärkt, und ein Pfad von einem Verstärkerausgang zu der einen Seite der elektrostatischen Wandlereinrichtung über eine elektrostatische Kapazität (Cs) führt, so daß die kapazitive Komponente der elektrostatischen Wandlereinrichtung minimiert wird, dadurch gekennzeichnet, daß die elektrostatische Wandlereinrichtung einen piezoelektrischen Schwinger (1, 2) enthält, wobei die elektrostatische Kapazität (Cs) unter Verwendung des gleichen Materials realisiert ist, aus dem der piezoelektrische Schwinger gebildet ist.
2. Schaltung nach Anspruch 1, bei der der Verstärkungsgrad des Verstärkers (7, 27, 37, 57) annähernd dem (N+1)-fachen der kapazitiven Komponente (Cd) der elektrostatischen Wandlereinrichtung für den Fall entspricht, daß die elektrostatische Kapazität etwa dem 1/N-fachen der kapazitiven Komponente der Wandlereinrichtung entspricht.
3. Treiberschaltung (5, 8) für eine elektrostatische Wandlereinrichtung (1, 2, 60), umfassend:
  - einen Pfad, über den der elektrostatischen Wandlereinrichtung eine Treiberleistung zugeführt wird; und
  - eine Schaltung (8) zum Verringern einer kapazitiven Komponente, wozu die Schaltung (8) einen Verstärker aufweist, der die Spannung auf einer Seite der elektrostatischen Wandlereinrichtung verstärkt, und ein Pfad (b) vorgesehen ist, der von einem Ausgang des Verstärkers (7, 27, 37, 57) über eine elektrostatische Kapazität (Cs) auf die Seite der elektrostatischen Wandlereinrichtung führt, so daß die kapazitive Komponente (Cd) der Wandlereinrichtung minimiert wird,
  - wobei der Verstärker in der Schaltung zum Verringern der kapazitiven Komponente an einer Stelle liegt, an der die der elektrostatischen Wandlereinrichtung über den Pfad zugeführte Treiberleistung verstärkt wird, dadurch gekennzeichnet, daß die elektrostatische Wandlereinrichtung einen piezoelektrischen Schwinger (2) enthält und die elektrostatische Kapazität (Cs) aus dem gleichen Material gefertigt ist, aus dem der piezoelektrische Schwinger gebildet ist.
4. Treibervorrichtung nach Anspruch 3, bei der das Verstärkungsmaß des Verstärkers etwa dem (N+1)-fachen der kapazitiven Komponente (Cd) der Wandlereinrichtung für den Fall entspricht, daß die elektrostatische Kapazität (Cs) etwa dem 1/N-fachen der kapazitiven Komponente (Cd) der Wandlereinrichtung (2) entspricht.
5. Treibervorrichtung (5, 8) für eine elektrostatische Wandlereinrichtung (1, 2, 60), gekennzeichnet durch:
  - eine Stromphasen-Detektoreinrichtung zum Erfassen der Phase des durch die elektrostatische Wandlereinrichtung (2) fließenden Stroms;
  - einen Phasenvergleicher, der die von der Stromphasen-Detektoreinrichtung erfaßte Stromphase (Φ1) mit einer Spannungsphase (Φ2) der der Wandlereinrichtung (2) zugeführten Treiberleistung vergleicht;
  - ein Filter, welches eine Hochfrequenzkomponente des Ausgangssignals des Phasenvergleichers beseitigt; und
  - einen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO), der die Schwingungsfrequenz anhand der Ausgangsspannung des Filters variabel einstellt, so daß die Treiberleistung auf der Grundlage der Schwingungsfrequenz des spannungsgesteuerten Oszillators bereitgestellt und die elektrostatische Wandlereinrichtung (2) bei einer Resonanzfrequenz betrieben wird.
6. Treibervorrichtung nach Anspruch 5, bei der die Wandlereinrichtung einen piezoelektrischen Schwinger (2) enthält und die Schwingungsfrequenz des spannungsgesteuerten Oszillators in der Weise variabel gesteuert wird, daß die von dem Phasenvergleicher ermittelte Phasendifferenz zwischen Stromphase und Spannungsphase Null ist.
7. Treibervorrichtung (5, 8) für eine elektrostatische Wandlereinrichtung (1, 2, 60), dadurch gekennzeichnet,

daß der Pfad (a), über den die Treiberleistung der elektrostatischen Wandlereinrichtung (2) zugeführt wird, und ein Pfad (b), der einen Verstärker (7) und eine elektrostatische Kapazität ( $C_s$ ) enthält, parallel zueinander zwischen einer Speiseseite für die Treiberleistung und die elektrostatische Wandlereinrichtung (2) geschaltet sind, wobei eine Spannungshalteeinrichtung (41) in dem Pfad (a) vorgesehen ist, über den die Treiberleistung der Wandlereinrichtung (2) zugeführt wird.

5 & Treibervorrichtung nach Anspruch 7, weiterhin umfassend:

- eine Stromphasen-Detektiereinrichtung zum Erfassen der Phase des durch die elektrostatische Wandlereinrichtung (2) fließenden Stroms;
- einen Phasenvergleicher, der die von der Stromphasen-Detektiereinrichtung erfaßte Stromphase ( $\Phi_1$ ) mit einer Spannungsphase ( $\Phi_2$ ) der der Wandlereinrichtung (2) zugeführten Treiberleistung vergleicht;
- ein Filter, welches eine Hochfrequenzkomponente des Ausgangssignals des Phasenvergleichers beseitigt; und
- einen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO), der die Schwingungsfrequenz anhand der Ausgangsspannung des Filters variabel einstellt, so daß die Treiberleistung auf der Grundlage der Schwingungsfrequenz des spannungsgesteuerten Oszillators bereitgestellt und die elektrostatische Wandlereinrichtung (2) bei einer Resonanzfrequenz betrieben wird.

10 9. Treibervorrichtung nach Anspruch 8, bei der die elektrostatische Wandlereinrichtung einen piezoelektrischen Schwinger (2) enthält und die Schwingungsfrequenz des spannungsgesteuerten Oszillators variabel in der Weise gesteuert wird, daß die von dem Phasenvergleicher ermittelte Phasendifferenz zwischen Stromphase ( $\Phi_1$ ) und Spannungsphase ( $\Phi_2$ ) 0 beträgt.

15 10. Detektivvorrichtung für eine elektrostatische Wandlereinrichtung, umfassend:

- einen Verstärker (57), der die Spannung an einer Seite der elektrostatischen Wandlereinrichtung (60, 50) verstärkt;
- einen Pfad, der vom Ausgang des Verstärkers (57) über eine elektrostatische Kapazität ( $C_s2$ ) zu der einen Seite der elektrostatischen Wandlereinrichtung (60, 50) führt; und
- eine Schaltung (58) zum Verringern einer kapazitiven Komponente, welche eine kapazitive Komponente der Wandlereinrichtung (60, 50) minimiert, dadurch gekennzeichnet, daß die elektrostatische Wandlereinrichtung einen piezoelektrischen Schwinger enthält und die elektrostatische Kapazität unter Verwendung des gleichen Materials realisiert ist, aus dem auch der piezoelektrische Schwinger gebildet ist.

20 11. Vorrichtung nach Anspruch 10, bei der der Verstärkungsgrad des Verstärkers etwa dem  $(N + 1)$ -fachen der kapazitiven Komponente der elektrostatischen Wandlereinrichtung für den Fall entspricht, daß die elektrostatische Kapazität etwa dem  $1/N$ -fachen der kapazitiven Komponente der Wandlereinrichtung entspricht.

25 12. Treibervorrichtung für eine elektrostatische Wandlereinrichtung (1, 2, 50, 60), umfassend:

- eine Frequenzauswahlschaltung (32) mit einer kapazitiven Komponente und einer Widerstandskomponente ( $C'$ ,  $R'$ ) der elektrostatischen Wandlereinrichtung; und
- einen Verstärker (37), der die Frequenzauswahlschaltung (32) in einer Mitkopplungsschleife enthält,
- wobei eine Selbsterregung bei einer Frequenz erfolgt, die sich durch die Frequenzauswahlschaltung (32) bestimmt.

30 13. Treibervorrichtung nach Anspruch 12, bei der eine Gegenkopplungsschleife (33) des Verstärkers mit einer Amplitudenstabilisierschaltung vorgesehen ist, wobei die Amplitudenstabilisierschaltung einen Widerstand enthält, der den Verstärkungsfaktor des Verstärkers festlegt.

35 14. Treiberschaltung nach Anspruch 12 oder 13, bei der die Frequenzauswahlschaltung aus einem ersten Widerstand ( $R'$ ) und einer ersten Kapazität ( $C'$ ) in Reihe innerhalb der Mitkopplungsschleife des Verstärkers (37), und einem zweiten Widerstand ( $R_2$ ) und einem zweiten Kondensator ( $C_s$ ) in Parallelschaltung zueinander und angeschlossen an einen nicht-invertierenden Eingang des Verstärkers (37) besteht, wobei entweder der erste Widerstand und der erste Kondensator oder der zweite Widerstand und der zweite Kondensator einer kapazitiven Komponente und einer Widerstandskomponente der elektrostatischen Wandlereinrichtung entsprechen.

40 15. Treiberschaltung nach Anspruch 14, bei der in einer Gegenkopplungsschleife (33) des Verstärkers (37) eine Spannungsstabilisierschaltung mit einem Widerstand vorgesehen ist, wobei der Widerstand ( $R_3$ ) den Verstärkungsfaktor des Verstärkers (37) festlegt.

45 16. Treibervorrichtung nach Anspruch 14 oder 15, bei der ein zusätzlicher Kondensator und ein zusätzlicher Widerstand an die elektrostatische Wandlereinrichtung angeschlossen sind.

50 17. Treibervorrichtung nach Anspruch 16, bei der in einer Gegenkopplungsschleife (33) des Verstärkers eine Amplitudenstabilisierschaltung mit einem den Verstärkungsfaktor des Verstärkers festlegenden Widerstand vorgesehen ist.

55 60

Hierzu 19 Seite(n) Zeichnungen

65

**- Leerseite -**

FIG. 1

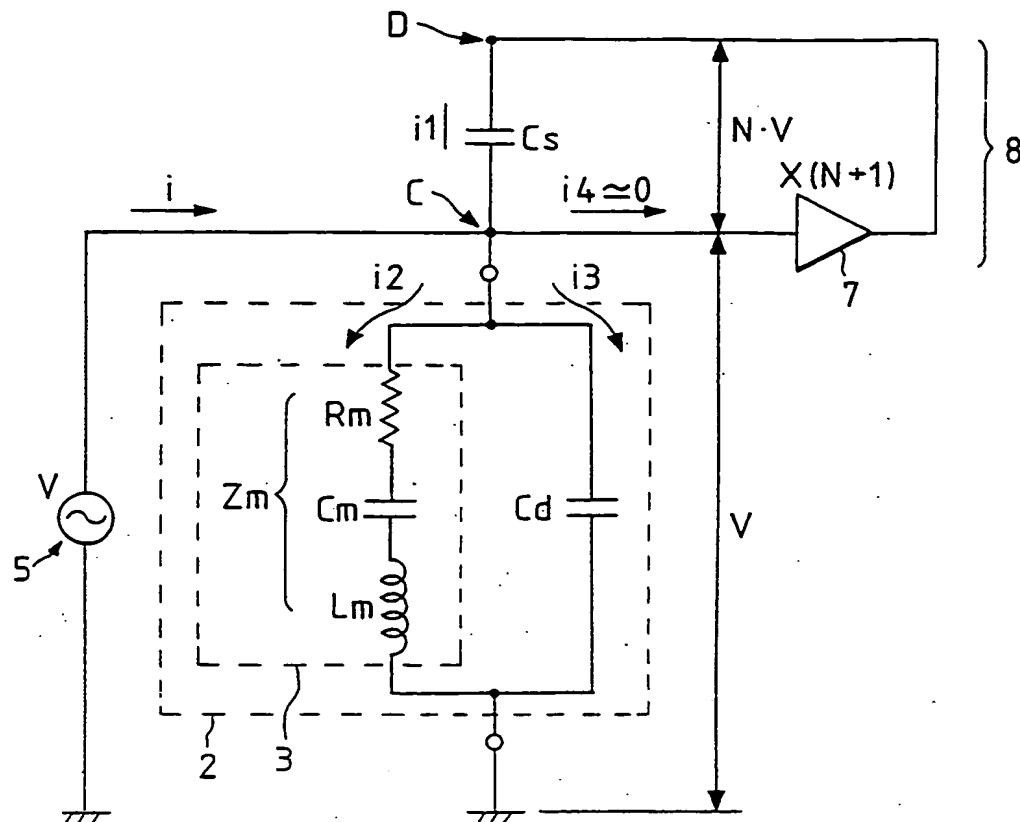


FIG. 2

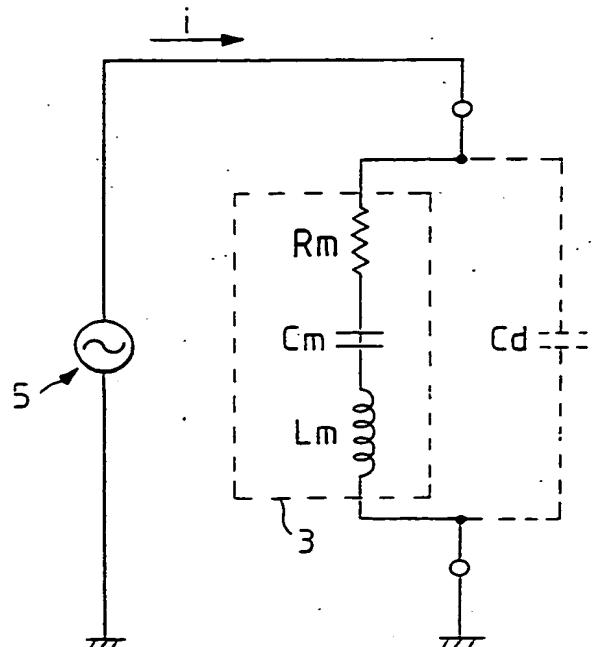


FIG. 3A

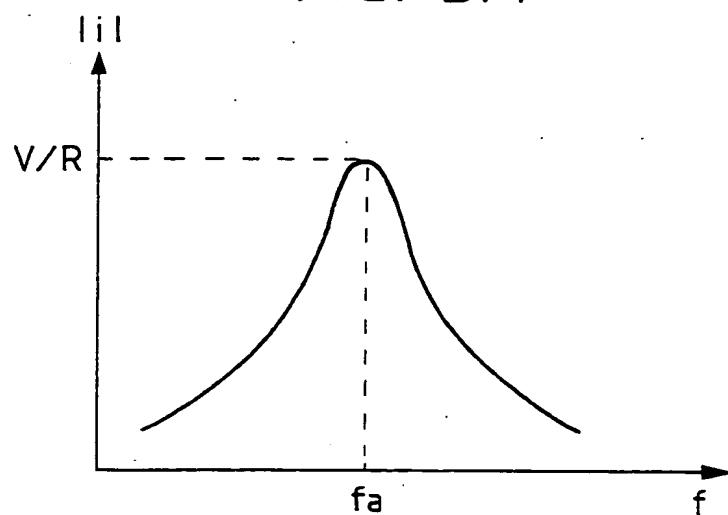


FIG. 3B

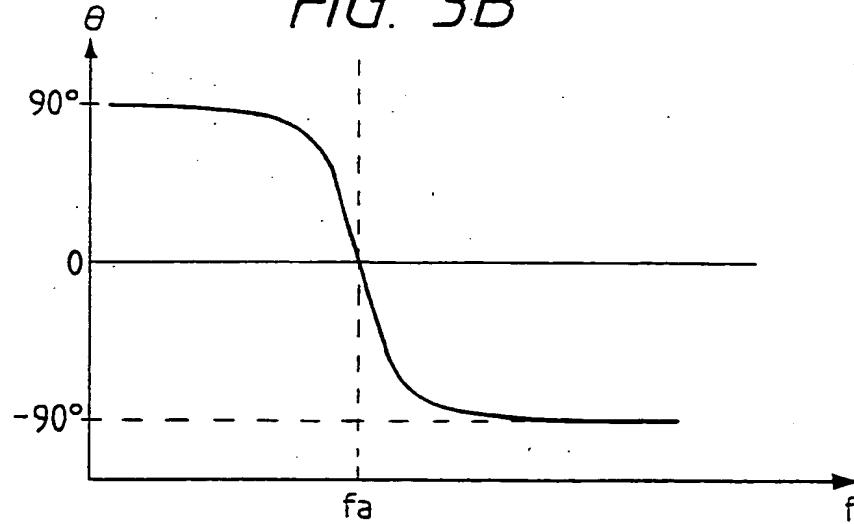


FIG. 4

STAND DER TECHNIK

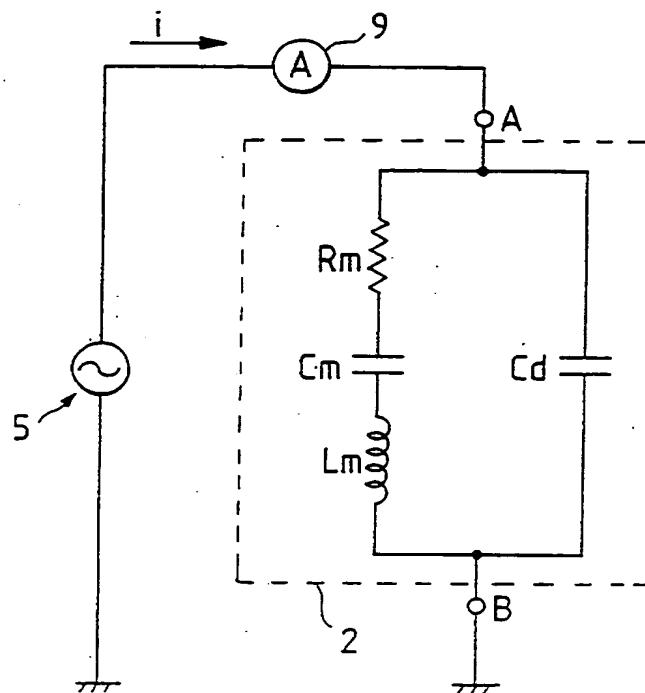


FIG. 5

STAND DER TECHNIK

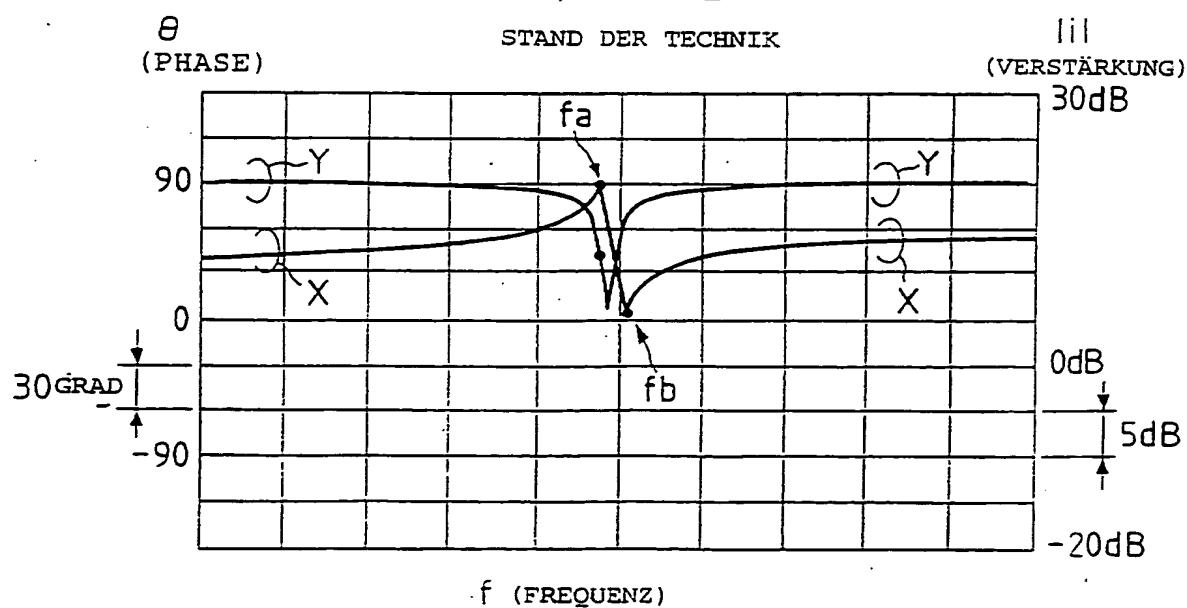


FIG. 6

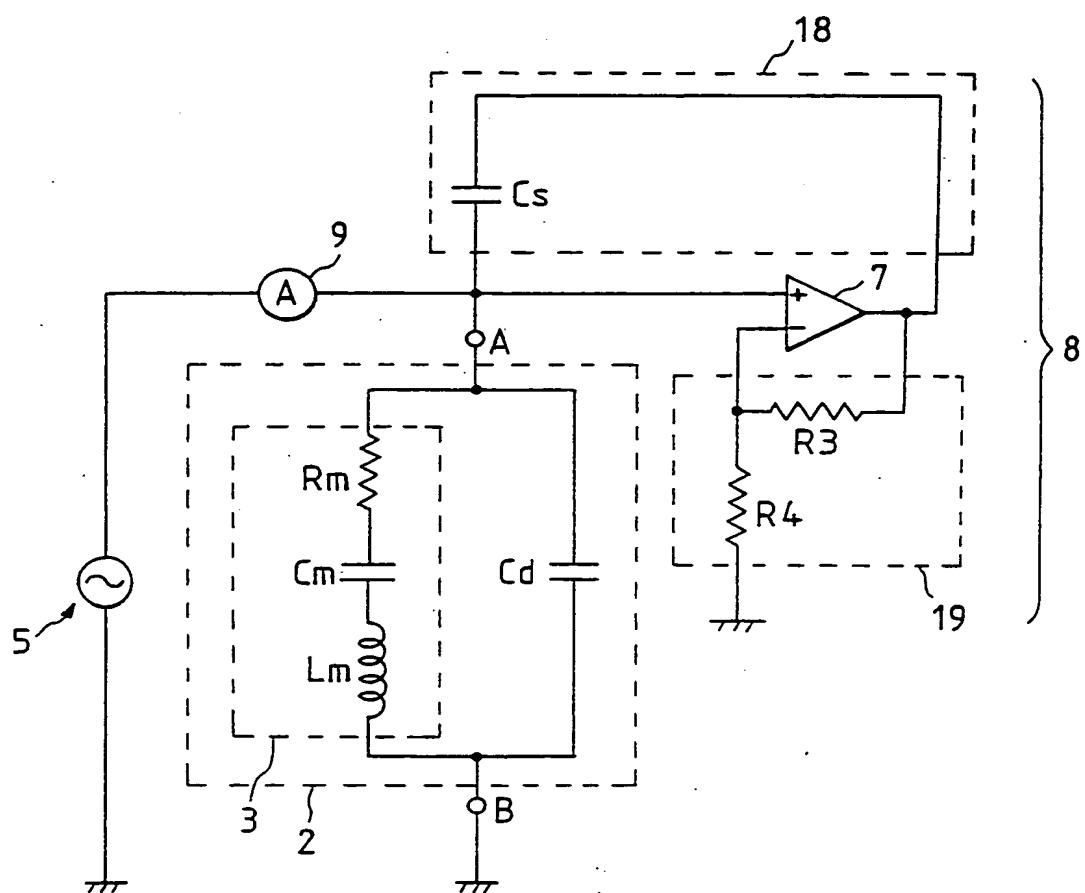


FIG. 7

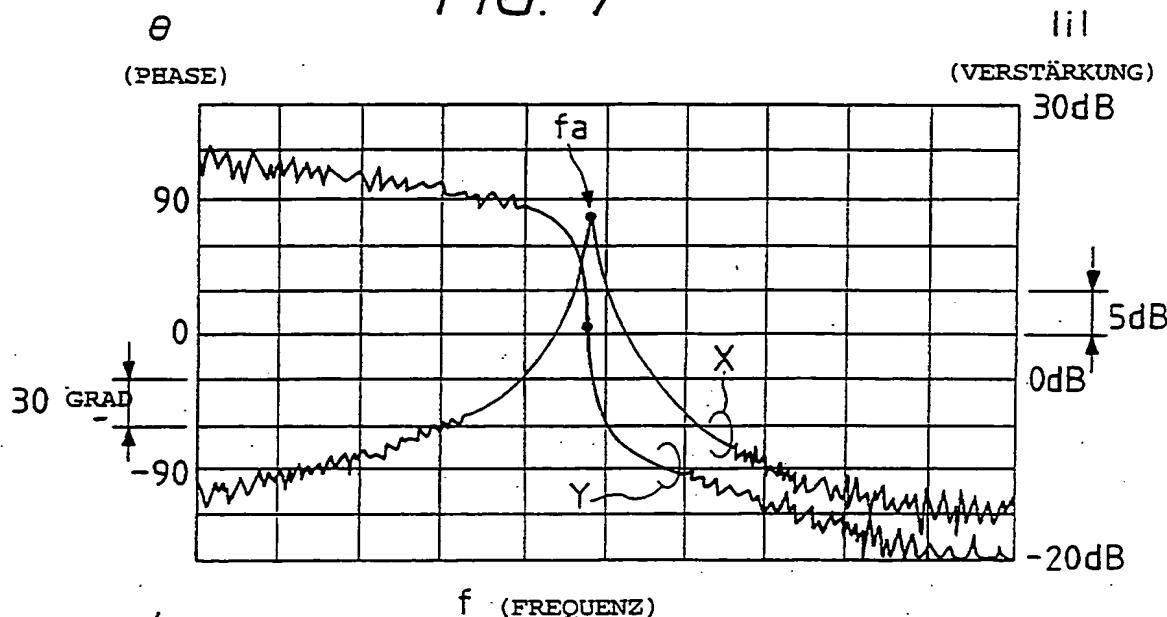


FIG. 8

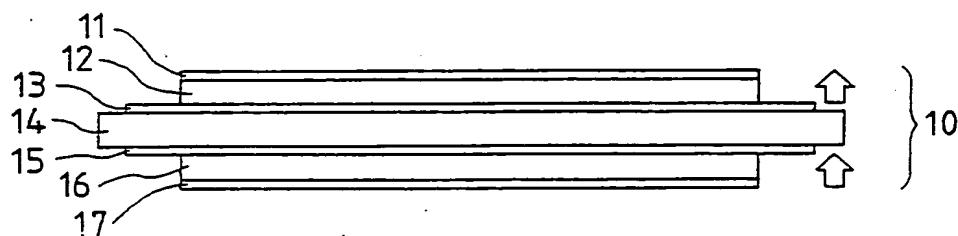


FIG. 9

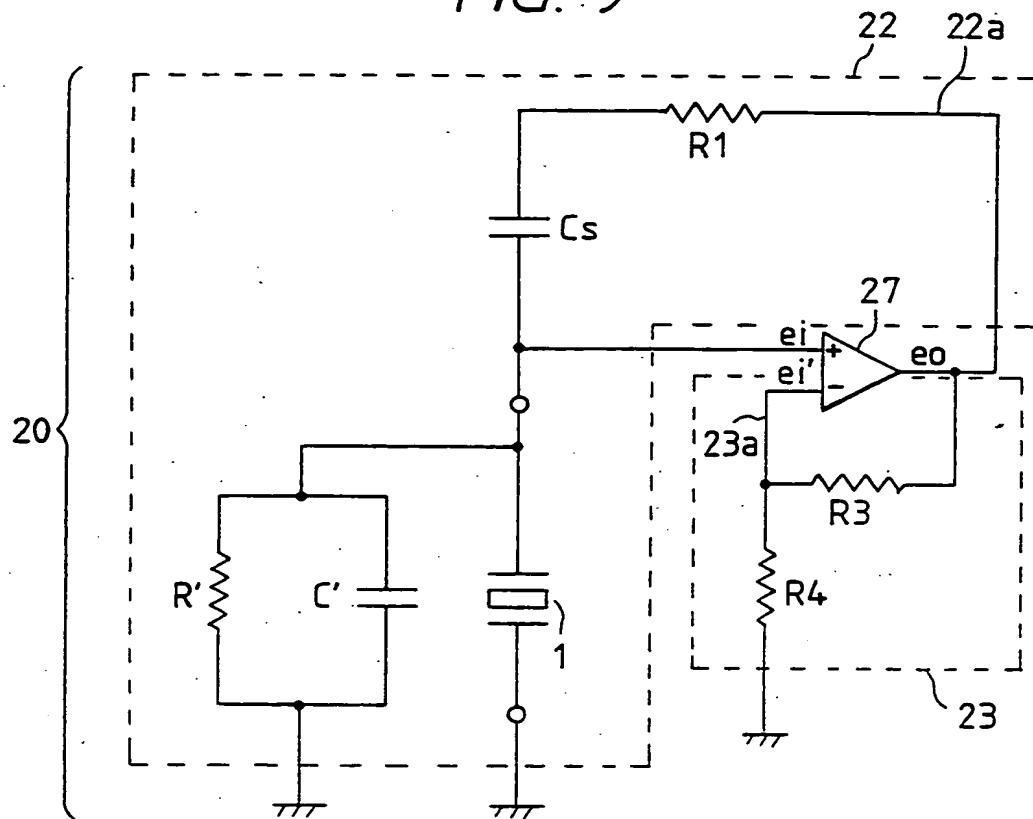


FIG. 10A

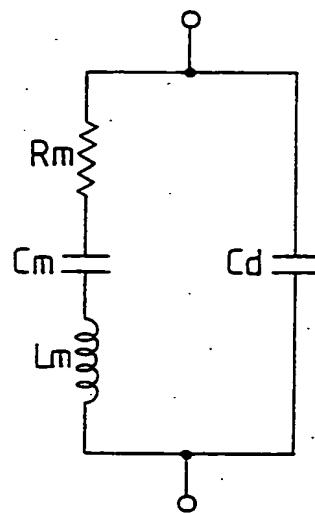


FIG. 10B

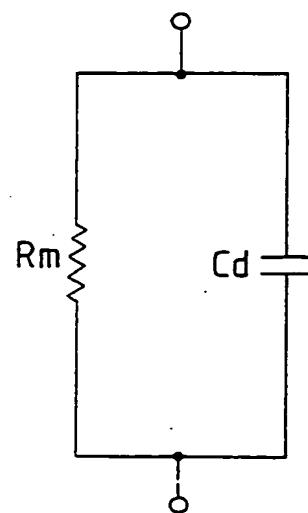


FIG. 11

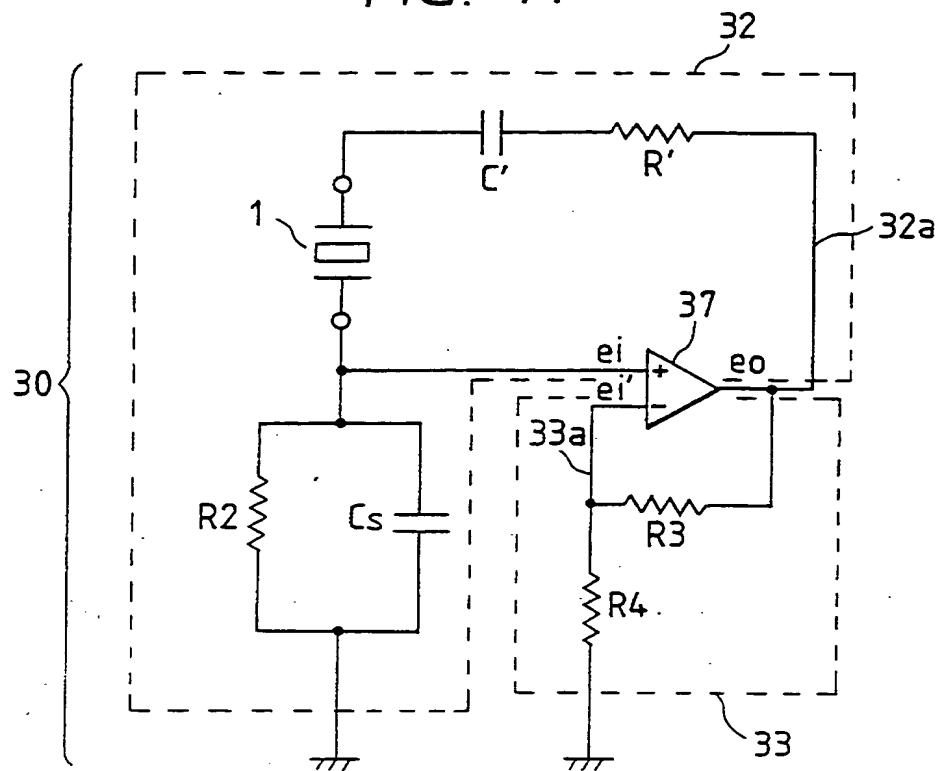


FIG. 12A

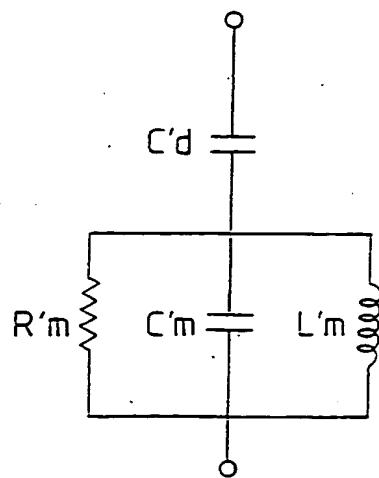


FIG. 12B

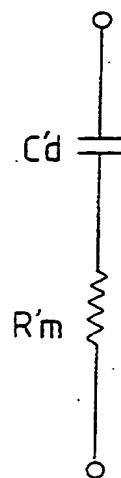


FIG. 13

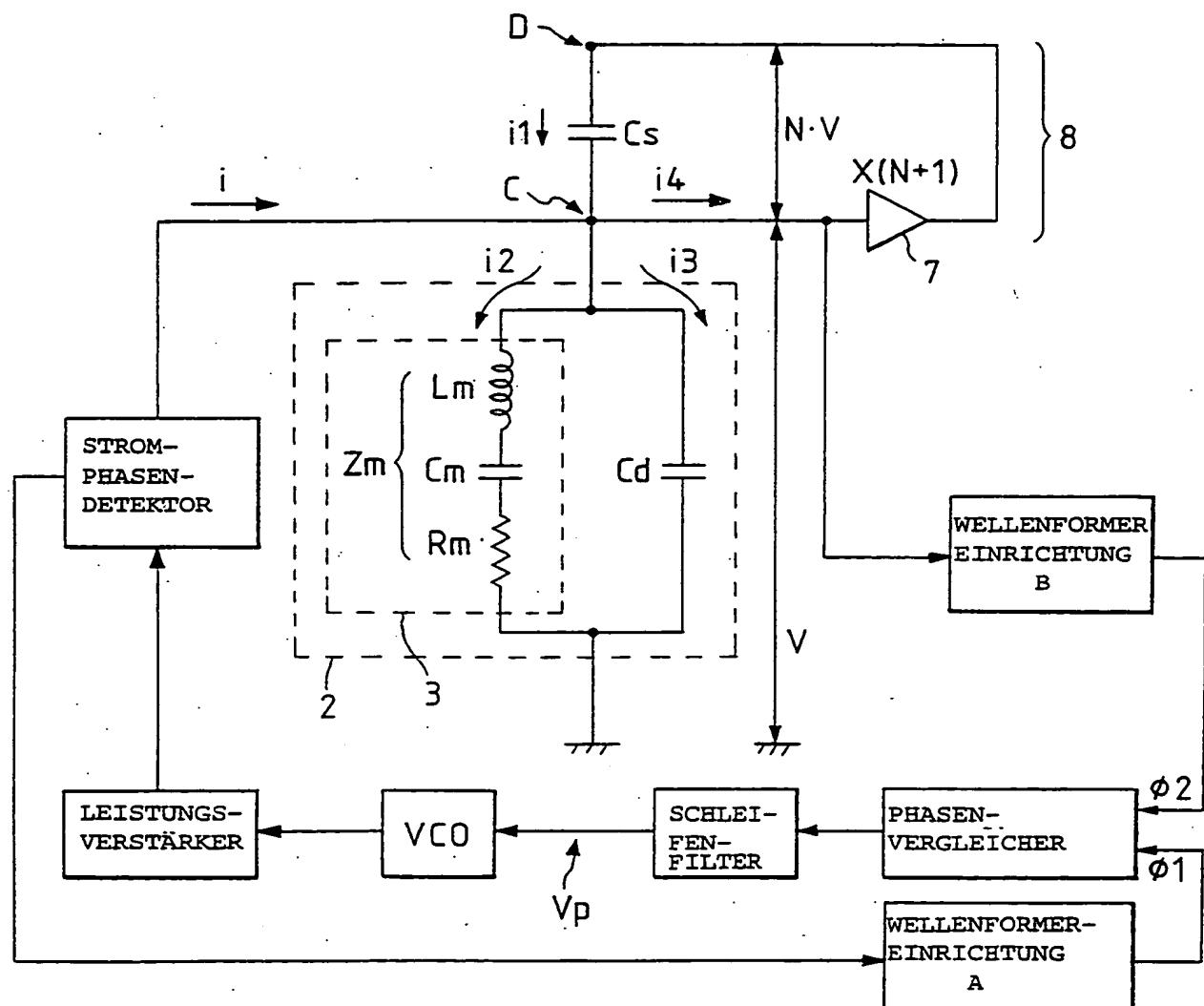


FIG. 14A

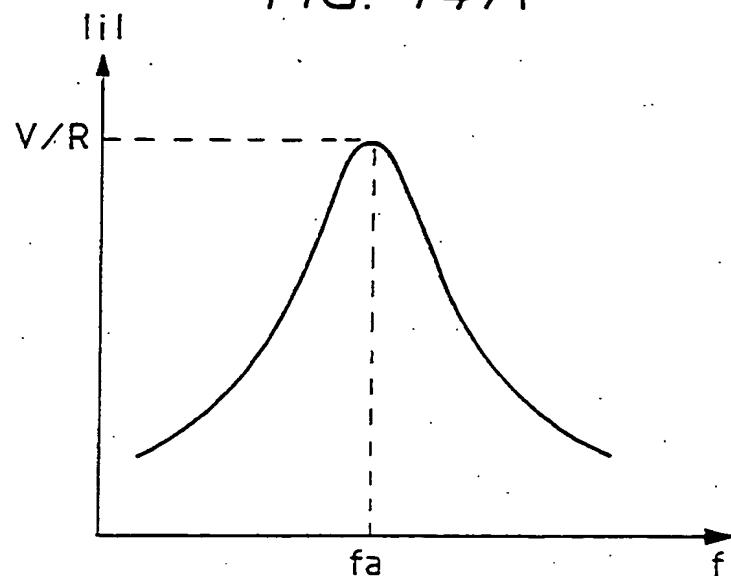


FIG. 14B

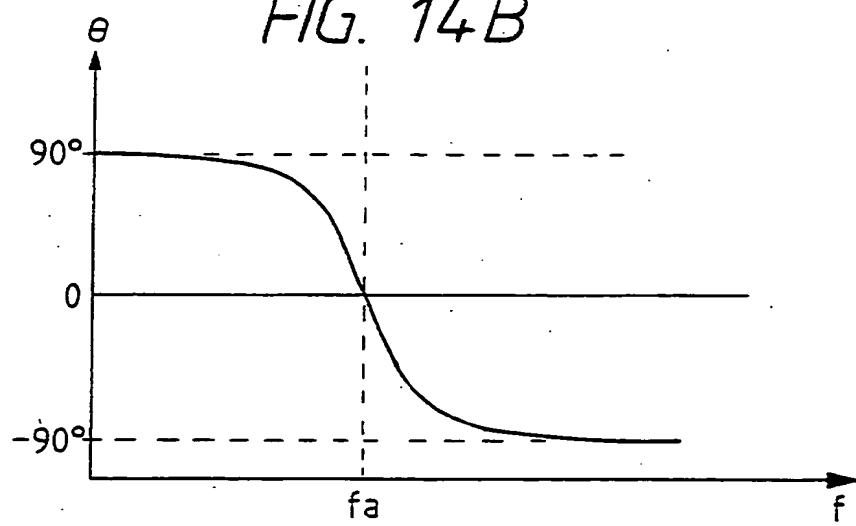


FIG. 15

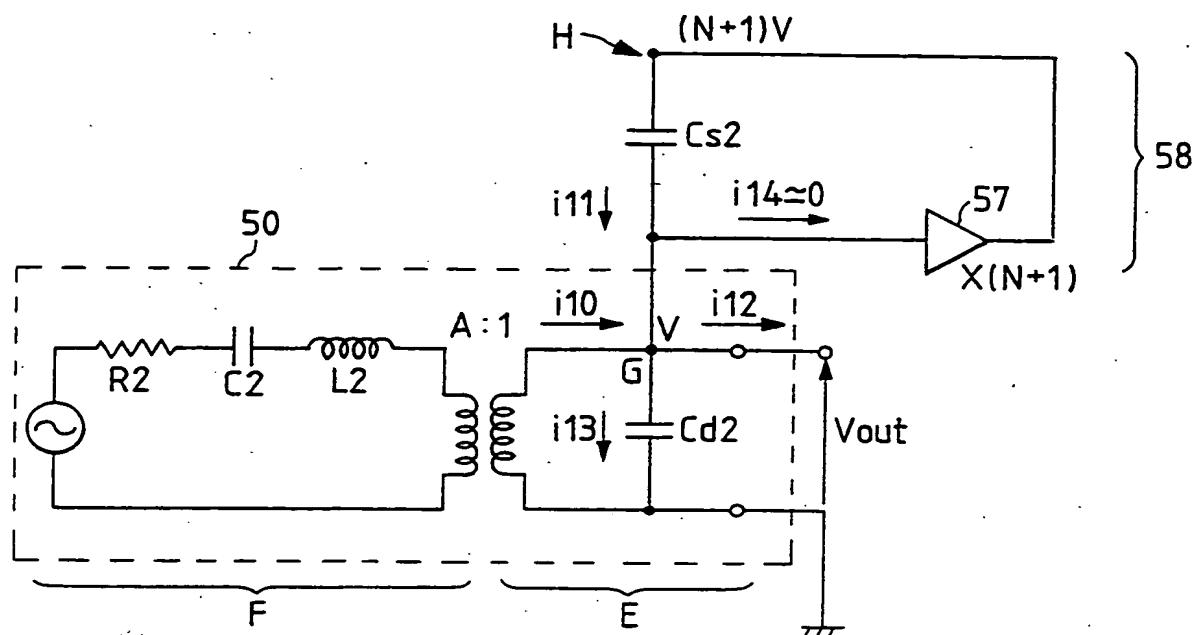


FIG. 16

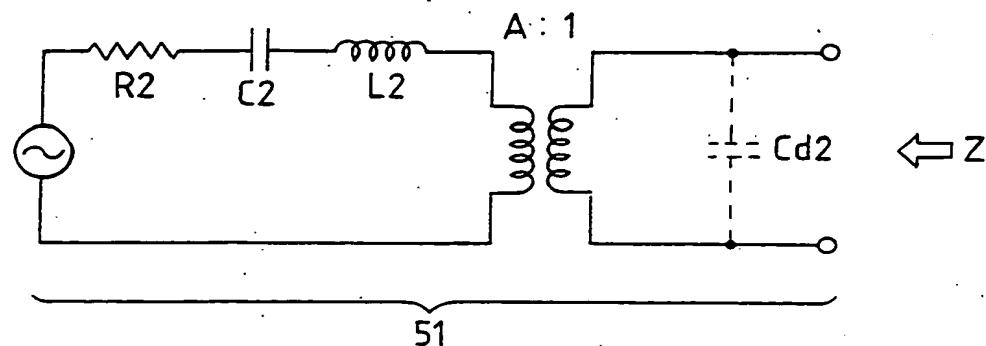


FIG. 17

STAND DER TECHNIK

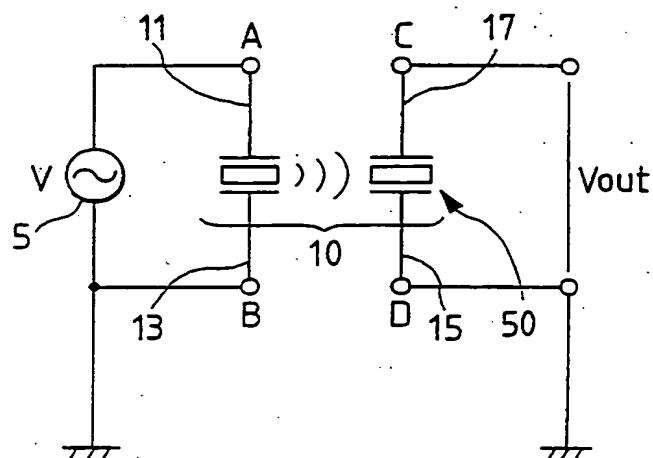


FIG. 18

STAND DER TECHNIK

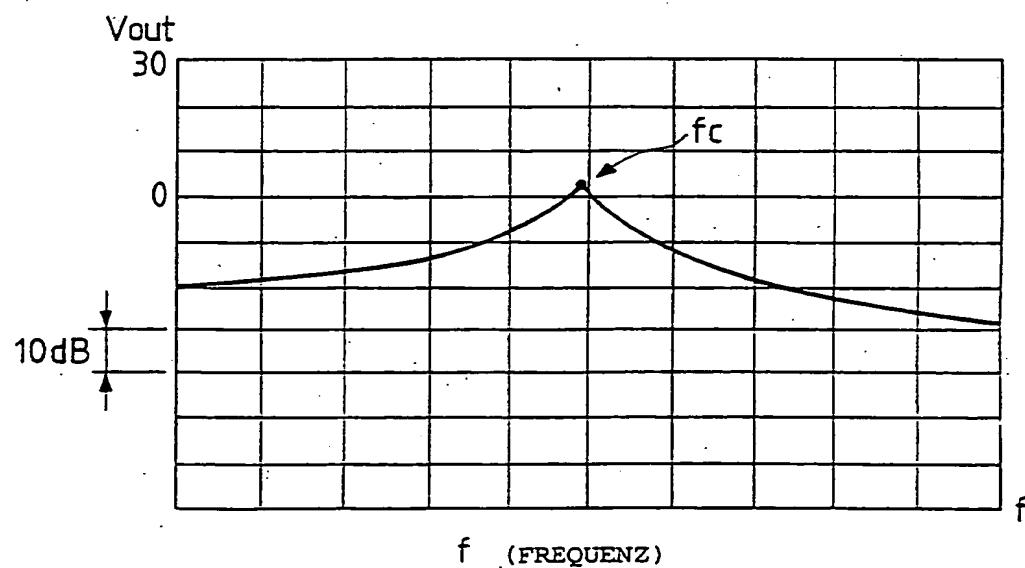


FIG. 19

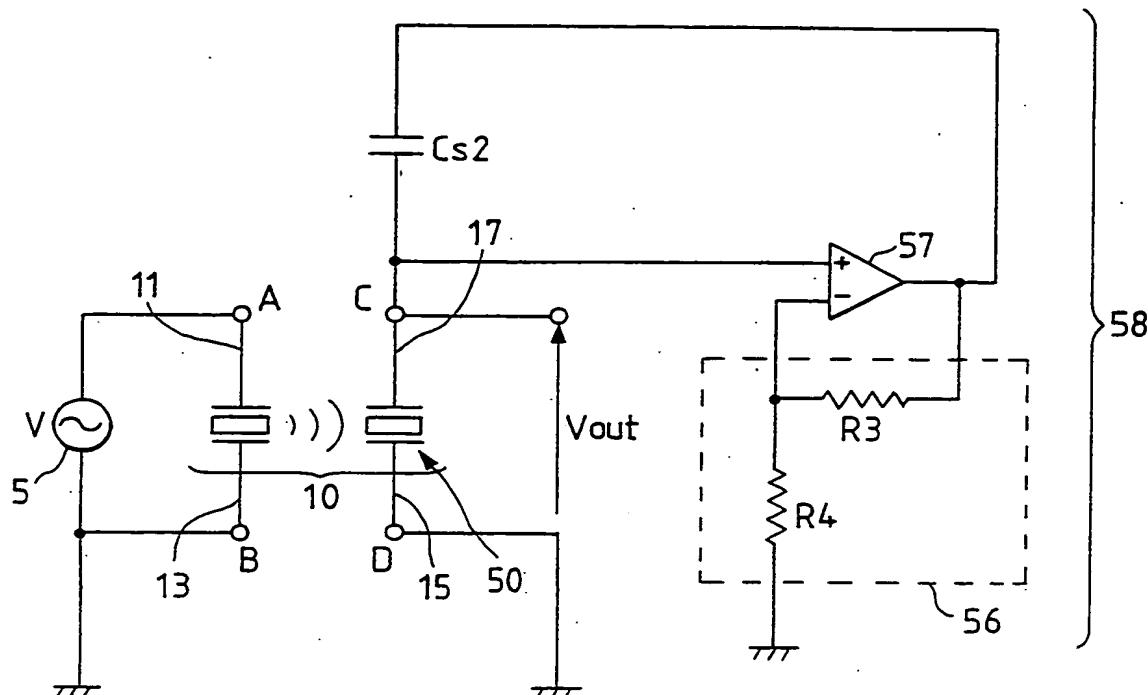


FIG. 20

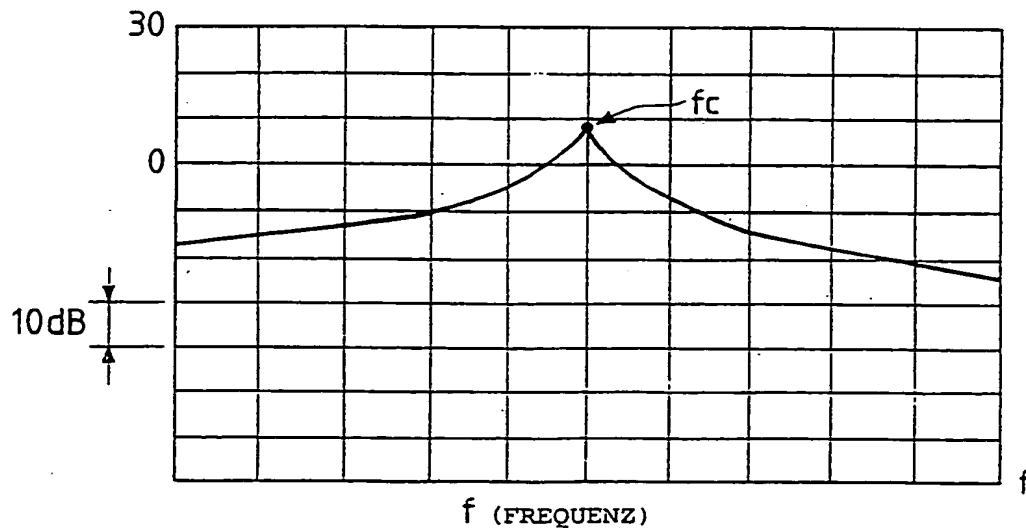


FIG. 21

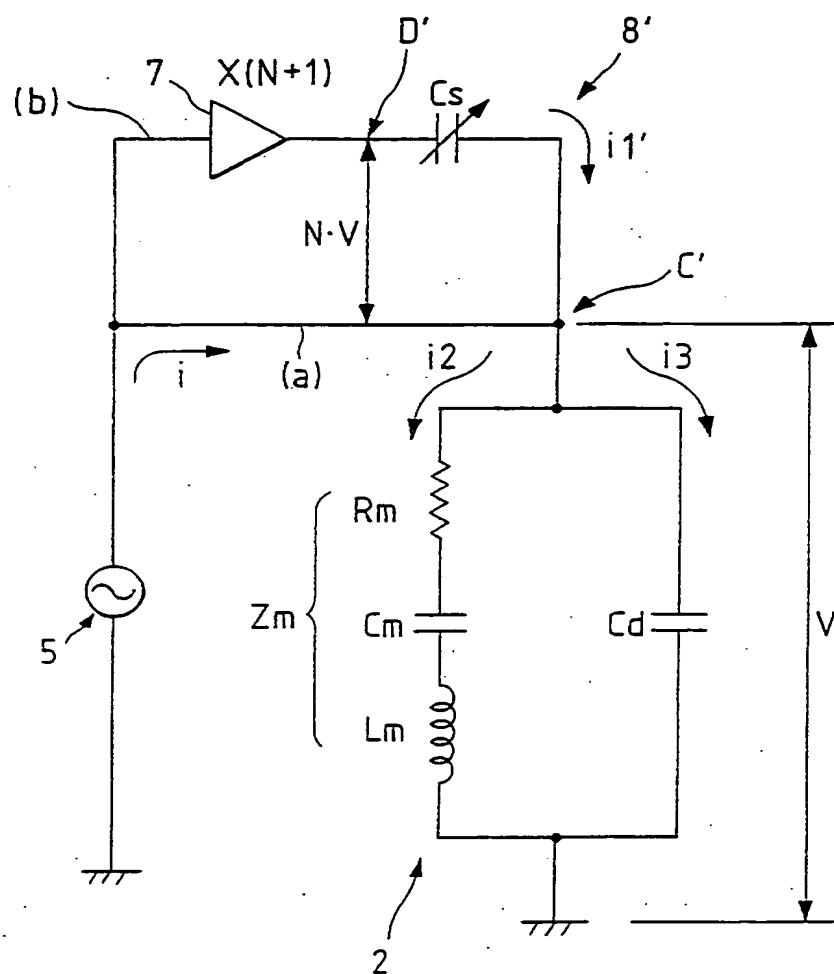


FIG. 22

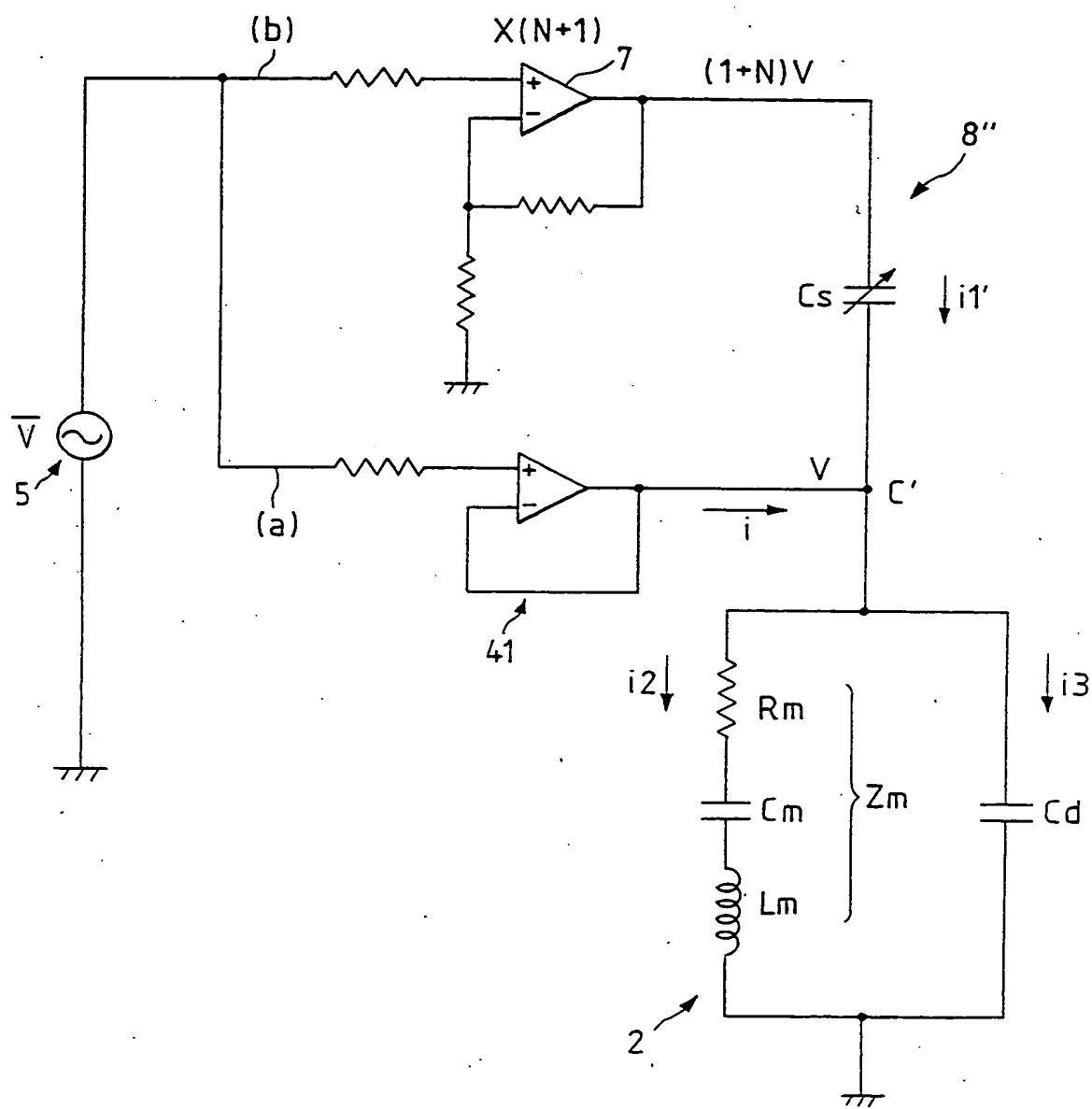


FIG. 23

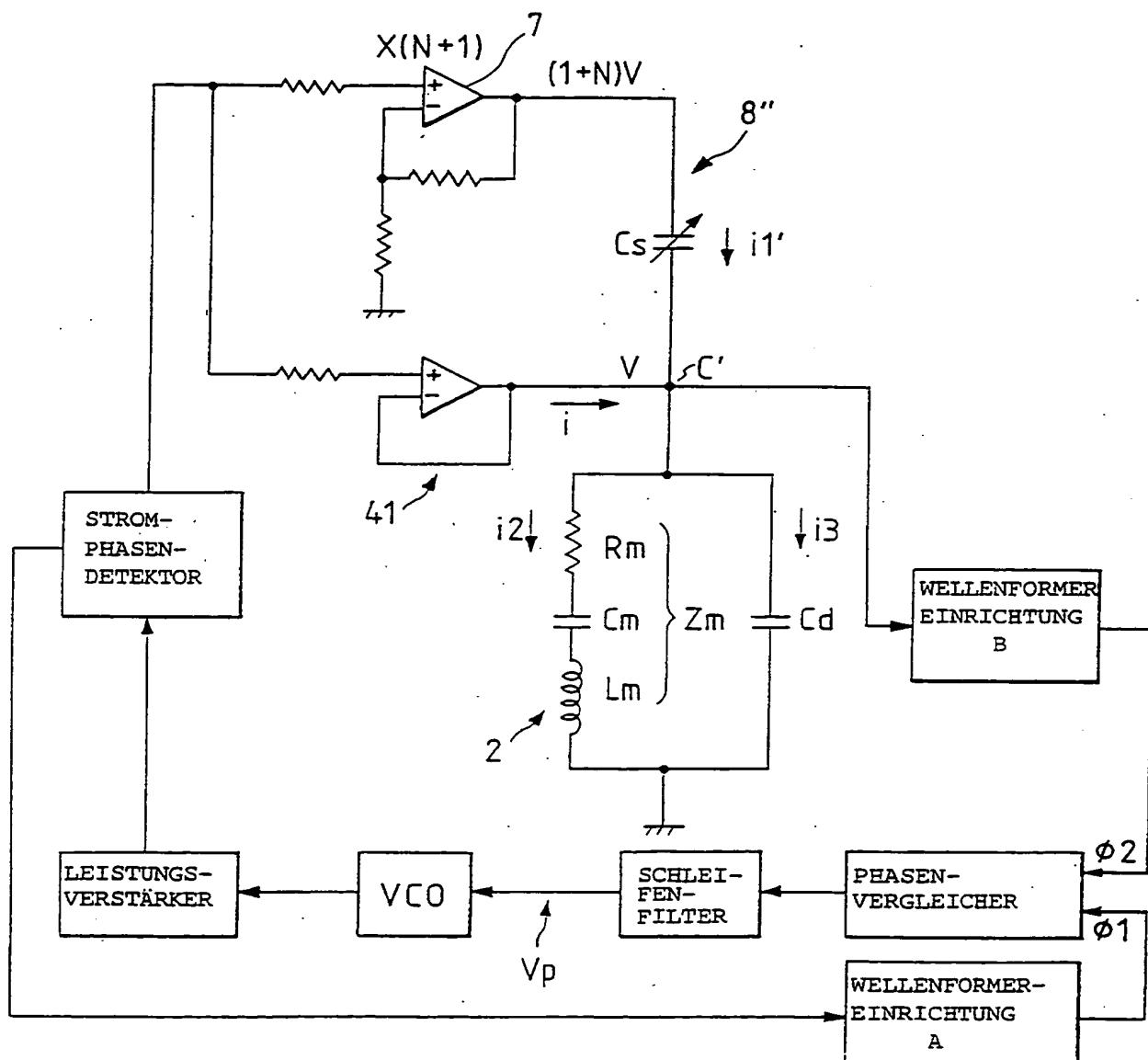


FIG. 24A

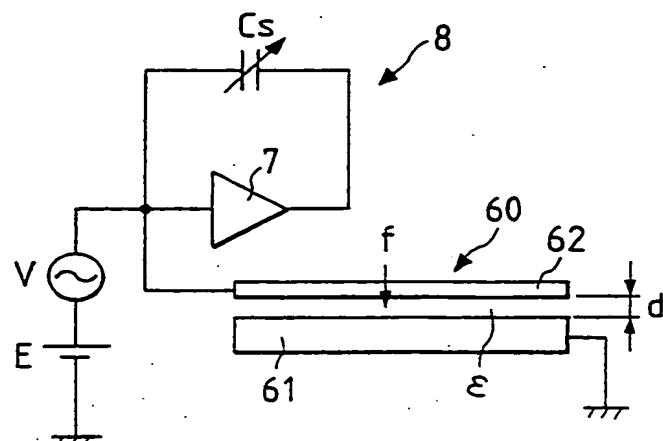


FIG. 24B

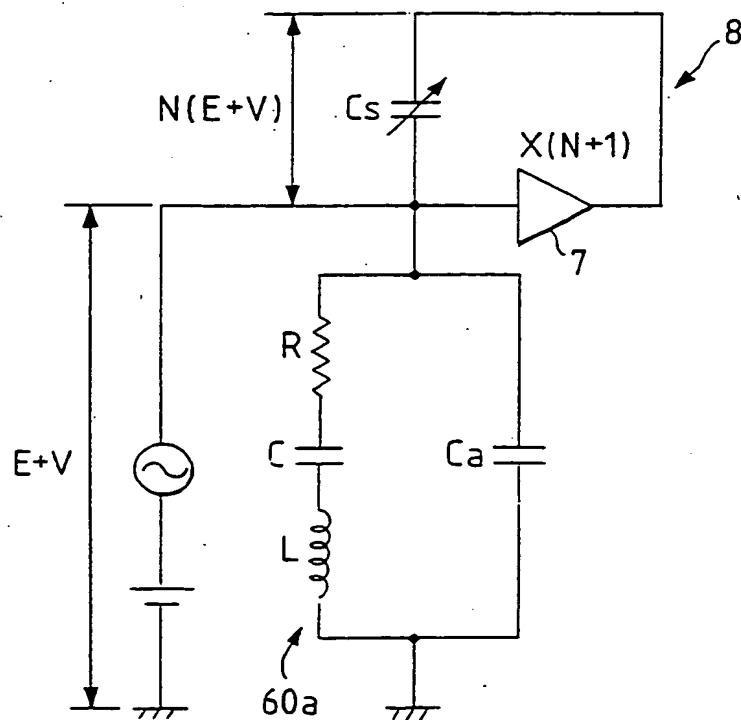


FIG. 25A

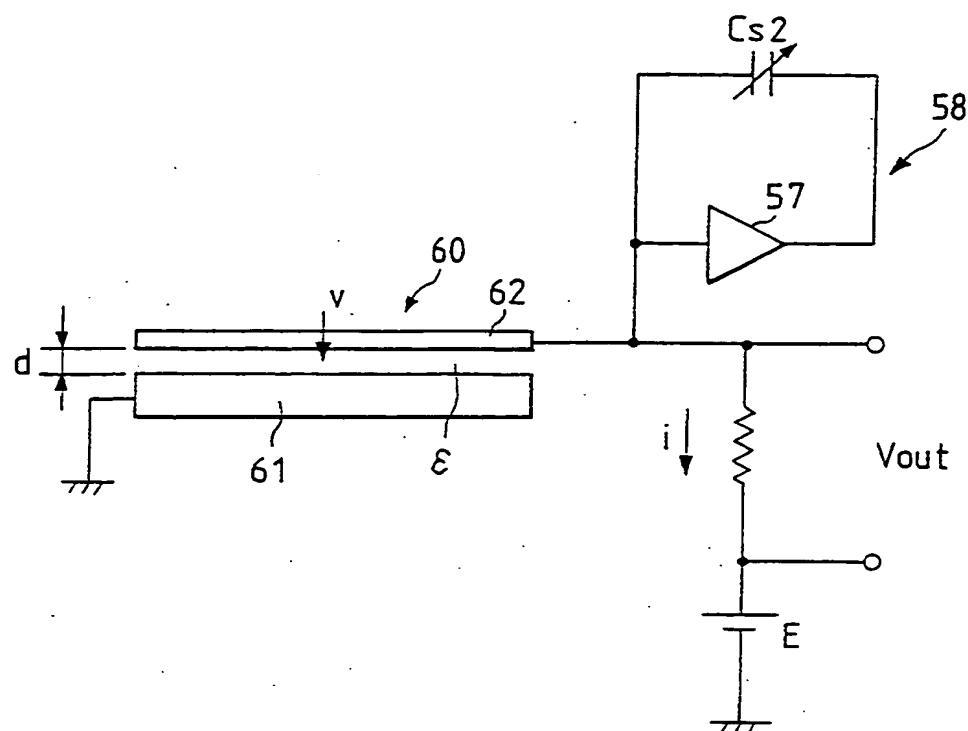


FIG. 25B

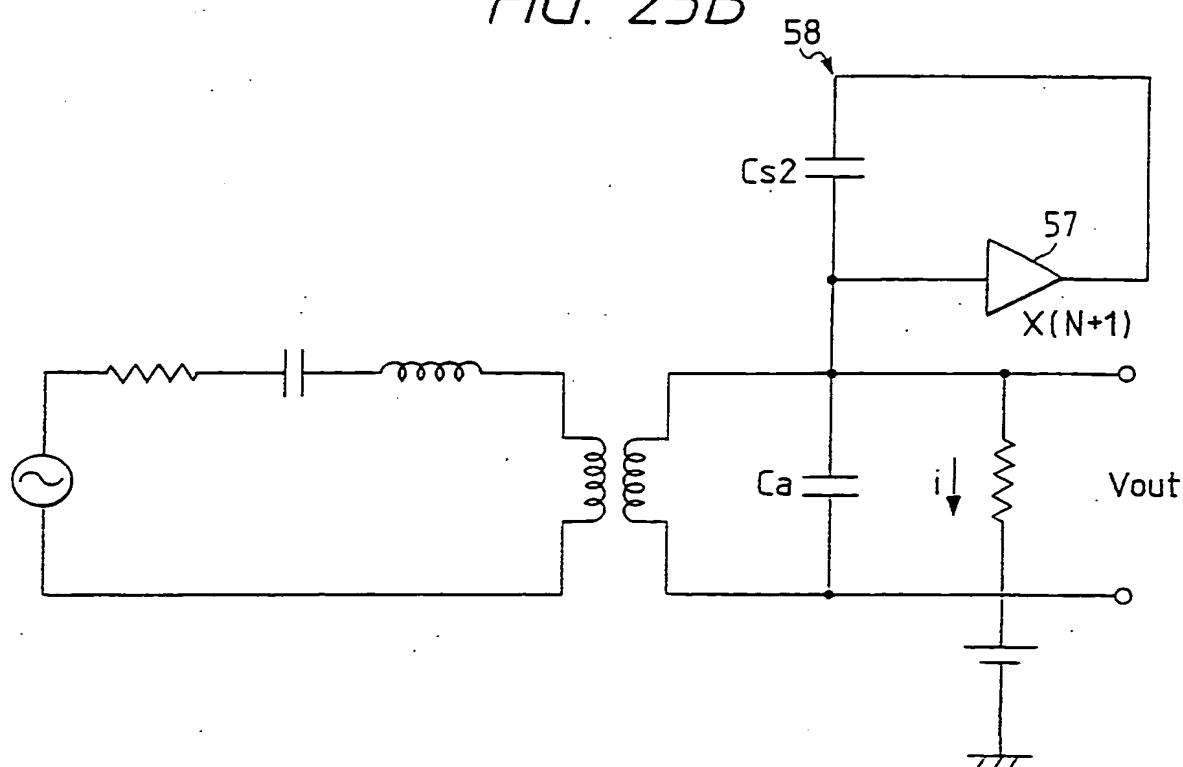


FIG. 26A

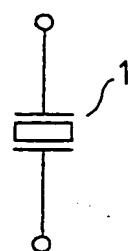


FIG. 26B

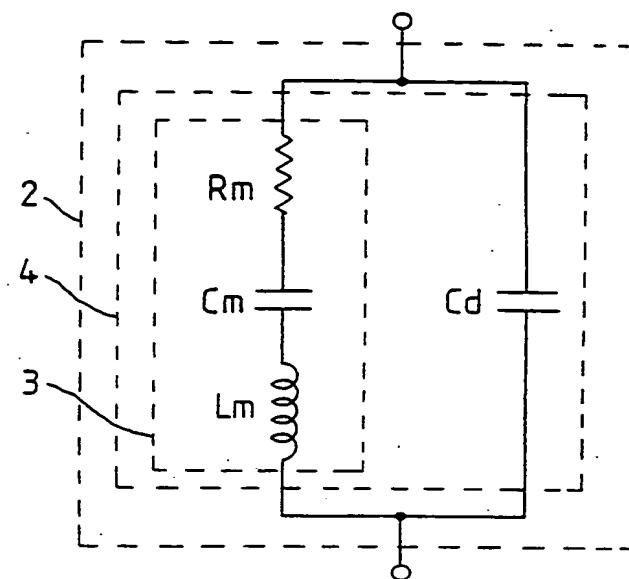


FIG. 27

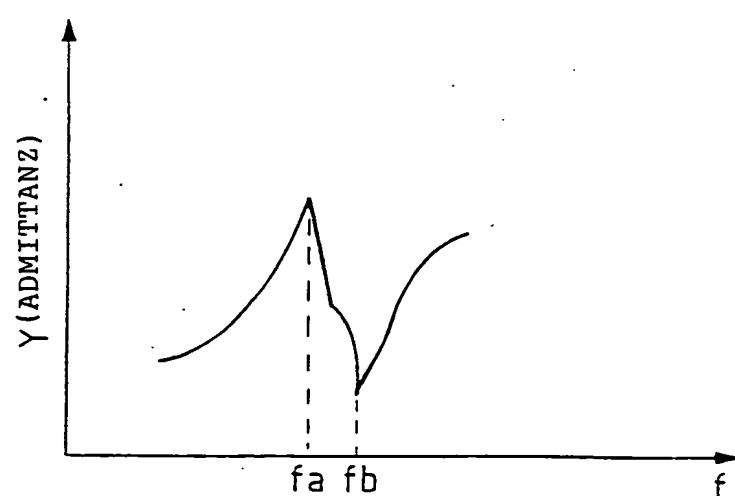


FIG. 28

STAND DER TECHNIK

